

Grado en Ingeniería en Tecnología de Telecomunicaciones  
(2016-2017)



Universidad  
**Carlos III** de Madrid

*Trabajo Fin de Grado*

# MULTIPLEXOR COMPACTO EN TECNOLOGÍA DE GUÍA INTEGRADA EN SUSTRATO

Claudia Muñoz Pou

Tutor:

Alejandro García Lampérez



Esta obra se encuentra sujeta a la licencia Creative Commons **Reconocimiento – No Comercial – Sin Obra Derivada**



# Índice

Introducción.....	1
1.1    Motivación.....	1
1.2    Resumen .....	2
1.3    Estructura del proyecto .....	3
Conceptos básicos de filtros paso banda y multiplexores de microondas.....	4
2.1    Filtros paso banda .....	4
2.1.1    Características generales de los filtros paso banda .....	5
2.1.2    Método de pérdidas de inserción .....	7
2.1.3    Tipos de filtros .....	8
2.2    Multiplexor.....	10
2.2.1    Propiedades de los multiplexores .....	10
2.3    Redes con resonadores acoplados .....	11
2.3.1    Matriz de acoplamientos .....	12
Guía de onda, resonadores y acoplamientos .....	14
3.1    Guía de onda.....	14
3.1.1    Guía de onda rectangular .....	14
3.1.2    Guía de onda integrada en sustrato.....	16
3.2    Resonador rectangular.....	19
3.3    Acoplamientos .....	23
3.4    Línea coplanar.....	24
Diseño del triplexor y descripción del software .....	26
4.1    Diseño del multiplexor .....	26
4.2    Herramientas de simulación y ajuste.....	30
4.3    Filtro central .....	33
4.3.1    Primer ajuste.....	33
4.3.2    Segundo ajuste .....	35
4.3.3    Tercer ajuste .....	36
4.4    Filtro de bajas frecuencias .....	38
4.4.1    Primer ajuste.....	38
4.4.2    Segundo ajuste .....	40
4.5    Parte lateral de altas frecuencias .....	42

4.5.1	Primer ajuste .....	42
4.5.2	Segundo ajuste .....	44
4.6	Triplexor .....	46
4.6.1	Optimizaciones y simulaciones sin pérdidas .....	46
4.6.2	Simulaciones con pérdidas .....	51
	Conclusiones finales de los resultados obtenidos y líneas futuras .....	54
5.1	Conclusiones .....	54
5.2	Líneas futuras de investigación .....	55
	Presupuesto, marco regulatorio e impacto socio-económico .....	56
6.1	Presupuesto .....	56
6.1.1	Diagrama de Gantt: .....	58
6.2	Marco regulatorio .....	59
6.3	Entorno socio-económico .....	61
	<b>Extended abstract:</b> Compact multiplexer in substrate integrated waveguide technology ..	63
	Bibliografía .....	69

# Índice de figuras

Figura 2.1: Representación de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  de un filtro de orden 4.

Figura 2.2: Prototipo paso bajo de orden 3 para filtros Chebyshev y Butterworth.

Figura 2.3: Respuesta deseada del triplexor.

Figura 2.4: Estructura genérica de resonadores serie acoplados entre sí.

Figura 2.5: Estructura genérica de resonadores paralelo acoplados entre sí.

Figura 2.6: Diagrama de nodos y acoplamientos del triplexor.

Figura 3.1: Guía de onda rectangular.

Figura 3.2: Atenuación de los modos de una guía rectangular con  $a=2\text{cm}$ .

Figura 3.3: Diferencia entre guía de onda convencional y una SIW

Figura 3.4: Regiones en las que podemos clasificar una guía en función de sus pérdidas.

Figura 3.5: Resonador cuadrado de lado  $w=18\text{mm}$ .

Figura 3.6: Resonador cuadrado de lado  $w=18\text{mm}$  con dos taladros.

Figura 3.7: Resonador cuadrado de lado  $w=18\text{mm}$  con cuatro taladros.

Figura 3.8: Resonador cuadrado

Figura 3.9: Variación del acoplamiento en función del tamaño de la ventana.

Figura 3.10: Estructura de línea coplanar.

Figura 3.11: Acoplamiento de entrada en forma de T.

Figura 4.1: Diagrama de nodos y acoplamientos del triplexor.

Figura 4.2: Respuesta deseada del triplexor.

Figura 4.3: Filtro de banda de frecuencia baja.

Figura 4.4: Filtro de banda de frecuencia central.

Figura 4.5: Filtro de banda de frecuencia alta.

Figura 4.6: Respuesta normalizada del canal de frecuencia central.

Figura 4.7: Respuesta de la primera optimización del filtro de la banda central.

Figura 4.8: Primera optimización del filtro de la banda central.

Figura 4.9: Primera optimización del filtro de la banda central (vista lateral).

Figura 4.10: Segunda optimización del filtro de la banda central.

Figura 4.11: Respuesta de la primera optimización del filtro de la banda central.

Figura 4.12: Filtro de la banda central en tecnología SIW (sin optimizar).

Figura 4.13: Respuesta del filtro de la banda central en tecnología SIW sin optimizar.

Figura 4.14: Respuesta normalizada del canal de baja frecuencia.

Figura 4.15: Primera optimización del filtro de la banda de frecuencia baja.

Figura 4.16: Respuesta de la primera optimización del filtro de la banda de frecuencia baja.

Figura 4.17: Segunda optimización del filtro de la banda de frecuencia baja.

Figura 4.18: Respuesta de la segunda optimización del filtro de la banda de frecuencia baja.

Figura 4.19: Respuesta normalizada del canal de baja frecuencia.

Figura 4.20: Primera optimización del filtro de la banda de frecuencia alta.

Figura 4.21: Respuesta de la primera optimización del filtro de la banda de frecuencia alta.

Figura 4.22: Segunda optimización del filtro de la banda de frecuencia alta.

Figura 4.23: Segunda optimización del filtro de la banda de frecuencia alta (vista lateral).

Figura 4.24: Respuesta de la segunda optimización del filtro de la banda de frecuencia alta.

Figura 4.25: Triplexor sin optimizar.

Figura 4.26: Respuesta del triplexor sin optimizar.

Figura 4.27: Diagrama de nodos y acoplamientos del triplexor.

Figura 4.28: Triplexor con paredes planas optimizado.

Figura 4.29: Optimización del triplexor con paredes planas.

Figura 4.30: Triplexor con tecnología SIW optimizado.

Figura 4.31: Optimización del triplexor con tecnología SIW.

Figura 4.32: Optimización del triplexor con tecnología SIW y pérdidas.

Figura 4.33: Pérdidas de transmisión en las bandas de paso.

Figura 4.34: Respuesta en banda ancha.

Figura 6.1: Distribución convencional del espectro radioeléctrico.

Figura 6.2: Atribución a los servicios (7250-8500 MHz).

Figura 6.3: Atribución a los servicios (7250-8500 MHz).

# Índice de tablas

Tabla 1: Valores de la frecuencia en función de las dimensiones del resonador.

Tabla 2: Valores de la frecuencia en función de las dimensiones del resonador con dos taladros.

Tabla 3: Valores de la frecuencia en función de las dimensiones del resonador con cuatro taladros.

Tabla 4: Tabla de especificaciones del triplexor.

Tabla 5: Matriz de acoplamientos del triplexor.

Tabla 6: Horas empleadas en cada actividad.

Tabla 7: Materiales utilizados durante el proyecto



# Capítulo 1

## Introducción

---

### 1.1 Motivación

Las microondas están muy presentes en la actualidad: comunicaciones móviles, redes inalámbricas, comunicaciones por satélite, medida de distancias...

Las tecnologías de comunicaciones basadas en el uso de microondas (que pueden definirse como ondas de radio con frecuencias superiores a cientos de MHz, y hasta decenas de GHz) han existido desde, al menos, la mitad del Siglo XX. Sin embargo, en las últimas décadas su uso se ha generalizado con la aparición de sistemas y servicios orientados al usuario final. Esto es especialmente cierto en el caso de aplicaciones móviles (telefonía, datos, geolocalización), ya que los requerimientos de portabilidad y tasa binaria imponen el uso de portadoras con frecuencias suficientemente altas, con tamaños de antena reducidos y grandes anchos de banda disponibles.

Dentro de los circuitos de microondas, las estructuras en guía de onda son las más utilizadas habitualmente para la construcción de filtros, multiplexores, polarizadores... que adaptan la señal y la preparan para su posterior utilización en sistemas de telecomunicaciones.

Actualmente, se está impulsando una nueva tecnología llamada guía de onda integrada en sustrato (*SIW – Substrate Integrated Waveguide*), la cual imita a una guía de onda sustituyendo las paredes verticales por taladros metalizados.

Tradicionalmente, dos familias de tecnologías de elementos distribuidos:

- Estructuras tridimensionales, como guías de onda, cavidades resonantes o resonadores dieléctricos.
  - Ventajas: bajas pérdidas, buenas características de aislamiento y radiación, precisión en simulación y fabricación.
  - Desventajas: gran volumen y peso, dificultad de fabricación, integración complicada con otras tecnologías (como dispositivos concentrados y semiconductores).

- Estructuras planas, como *microstrip*, *stripline* o CPW (*coplanar waveguide*). Las ventajas y desventajas son opuestas a las estructuras tridimensionales, a resaltar que pueden fabricarse fácilmente y a bajo coste mediante técnicas fotolitográficas o de mecanizado propias de circuitos impresos.

La tecnología SIW es un compromiso, puesto que implementa estructuras tridimensionales utilizando materiales y técnicas de fabricación propias de circuitos planos. Por tanto, se combina la facilidad de producción, el bajo coste, reducido volumen y peso, con unas prestaciones de pérdidas y factores de calidad intermedios respecto a los obtenidos mediante guías o cavidades resonantes.

Mención aparte merece la aplicabilidad de la tecnología SIW a dispositivos de resonadores acoplados, es decir, estructuras formadas por un conjunto de cavidades que resuenan electromagnéticamente a las frecuencias de interés, almacenando energía, y que intercambian parte de dicha energía entre ellas y con varios puertos de entrada o salida. El interés de estas estructuras es su aplicación a filtros, especialmente paso banda y de altas prestaciones (gran selectividad, ceros de transmisión), y a multiplexores. En efecto, la tecnología SIW hace posible un control de las resonancias y de los acoplamientos, incluyendo geometrías complejas, al menos tan bueno como en el caso de guías de onda.

La tecnología SIW permite la creación de estructuras con las siguientes características:

- Pérdidas de inserción bajas.
- Elevados factores de calidad y elevada selectividad con inclusión de ceros de transmisión, mucho mayores que las tecnologías planares tradicionales.
- Tamaño y peso reducidos, lo que se traduce en un menor coste.

En este documento se realiza el estudio e implementación de un multiplexor compacto, formado por resonadores acoplados entre sí, construidos en tecnología de guía de ondas integrada en sustrato.

## 1.2 Resumen

El objetivo de este proyecto es aprovechar la tecnología SIW (*Substrate Integrated Waveguide*) para el diseño y fabricación de un triplexor, partiendo de diseños de filtros de guías de onda tradicionales.

Se utilizará un software que permite la optimización de los diseños de una forma rápida. Este está basado en un algoritmo SM (*Space Mapping*), y se explicará con detalle más adelante.

## 1.3 Estructura del proyecto

Este proyecto se divide en 6 capítulos, cuyo contenido se describe a continuación:

- Capítulo 1: Breve introducción del tema que se va a tratar y descripción de los objetivos del proyecto.
- Capítulo 2: Revisión de los conceptos básicos necesarios para la comprensión del proyecto (filtros paso banda, multiplexores de microondas...).
- Capítulo 3: Descripción de las características esenciales de las diferentes estructuras físicas y tecnologías de microondas empleadas en el multiplexor.
- Capítulo 4: Procedimiento de diseño del triplexor, incluyendo la descripción del software utilizado, la técnica de diseño de cada elemento, y su integración en la estructura completa.
- Capítulo 5: Conclusiones y breve resumen de todos los resultados obtenidos.
- Capítulo 6: Se justificarán los costes de la realización del proyecto, y se hablará del marco regulatorio y del impacto socio-económico esperado de la aplicación del resultado del proyecto.

# Capítulo 2

## Conceptos básicos de filtros paso banda y multiplexores de microondas

---

Muchas aplicaciones de hoy en día como los sistemas de navegación por satélite (GPS, Galileo) o los sistemas de telecomunicaciones móviles (GSM, PCS, UMTS), necesitan una selección en frecuencia, esto se realiza mediante filtros, que son dispositivos mecánicos o electrónicos que permiten el paso de señales de cierta frecuencia (la banda de paso), mientras que rechazan las demás.

Cuando se trabaja con frecuencias de microondas, se utilizan filtros de guía de onda. Su mayor ventaja es que trabaja altas potencias con bajas pérdidas.

Hay un amplio rango de diferentes tipos de filtros de guías de onda, muchos de ellos consisten en una cadena de resonadores que pueden ser modelados como una red de circuitos LC, aunque estos no contienen capacitores ni inductores, solo cavidades resonantes.

Para mejor comprensión del proyecto, empezamos con un breve recordatorio de conceptos básicos para el lector.

### 2.1 Filtros paso banda

El objetivo de este trabajo es el diseño de un multiplexor, es decir, una red de tres o más puertos selectiva en frecuencia. Por otra parte, un filtro paso banda es una red más sencilla, con sólo dos puertos, pero también selectiva en frecuencia. Muchos de los conceptos de ambos tipos de redes son comunes, e incluso el diseño convencional de un multiplexor (no utilizado aquí) es un conjunto de filtros conectados a una red de unión.

Por todo ello, se comenzará con una revisión de conceptos de filtros paso banda.

### 2.1.1 Características generales de los filtros paso banda

Las características más importantes de los filtros y que nos ayudarán a comprender el funcionamiento de estos dispositivos son las siguientes:

- Frecuencia central ( $f_0$ ):

Frecuencia que se encuentra situada en el centro de la banda de paso del filtro, normalmente es donde la señal alcanza su mayor valor.

- Ancho de banda (BW):

Como su propio nombre indica, es la anchura de la banda de paso.

- Frecuencia de corte ( $f_c$ ):

Aquellas frecuencias donde la ganancia es máxima en dB.

Un multiplexor presenta bandas de paso similares a las de varios filtros de paso banda, por lo tanto, tendremos una frecuencia de corte superior y una frecuencia de corte inferior en cada filtro.

- Factor de calidad ( $Q$ ):

La calidad de un filtro de guía de onda se mide en función de la calidad de sus resonadores, que está caracterizada por un parámetro llamado factor  $Q$ ,

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$$

(1)

donde  $f_0$  es la frecuencia de resonancia y  $f_2 - f_1$  es el ancho de banda.

Esto sirve para ver lo selectivos que son, es decir, un filtro con menor ancho de banda será mejor que otro con mayor ancho (menor  $Q$ ). Un alto factor  $Q$  indica una tasa baja de pérdidas de energía en relación con la energía almacenada por el resonador.

- Pérdidas de retorno:

Diferencia entre la potencia de la señal transmitida y la potencia de la señal reflejada.

- Rizado:

Variación periódica de las pérdidas de inserción con respecto a la frecuencia de un filtro o de una red de dos puertos.

- Atenuación en la banda atenuada:

Idealmente es infinita ya que solo queremos transmisión en la banda de paso, aunque en la realidad no lo es, será un valor muy grande pero no infinito.

- Orden del filtro:

Este parámetro viene dado por el número de resonadores actuando como tales. Además, coincide con el número de ceros de la respuesta de reflexión del parámetro  $S_{11}$ .

- Ceros de transmisión:

Son los valores de frecuencia en los que no se transmite la señal, por lo tanto, la atenuación del  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$  (para el caso de los multiplexores)... toma valores muy altos.

- Ceros de reflexión:

Valores de la frecuencia en los que la señal no se refleja, es decir,  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$  (para el caso de los multiplexores)... es cero.

- Retardo de grupo:

Se mide en segundos, y sirve para indicar el retardo que sufre cada componente espectral de la señal al pasar por el filtro.

Otra forma que se utiliza habitualmente para caracterizar los filtros paso banda es mediante los **parámetros de dispersión** o los **parámetros S**.

Los parámetros de dispersión son los coeficientes de reflexión y transmisión entre la onda incidente y la reflejada. Estos parámetros describen completamente el comportamiento de un dispositivo bajo condiciones lineales en determinado rango de frecuencias.

La descripción de los parámetros S es la siguiente [1]:

- **$S_{11}$** : Coeficiente de reflexión a la entrada o coeficiente de reflexión directa.
- **$S_{12}$** : Coeficiente de transmisión o ganancia con la tensión inversa.
- **$S_{21}$** : Coeficiente de transmisión directa o ganancia con la tensión directa.
- **$S_{22}$** : Coeficiente de reflexión a la salida o coeficiente de reflexión inversa.

Para que esto sea válido, las impedancias en el puerto de entrada y salida deben ser las mismas.

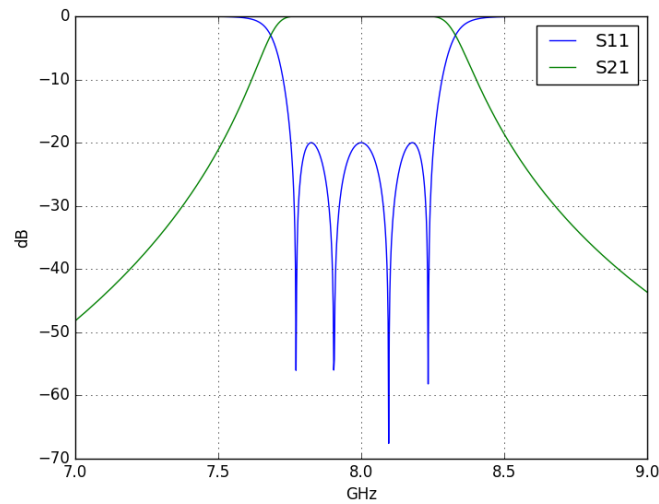


Figura 2.1: Representación de los parámetros S11 y S21 de un filtro de orden 4.

La Figura 2.1 es la respuesta de un filtro en términos de parámetros S. Éstos nos permiten saber muchas cosas como que es un filtro de orden  $n=4$ , sus pérdidas de retorno son  $RL=20$  dB, la frecuencia central es  $f_0=8$ GHz y su ancho de banda  $\Delta f=0.5$  GHz.

### 2.1.2 Método de pérdidas de inserción

Una de las técnicas de síntesis de circuitos para diseñar filtros con una especificación en frecuencia es el método de pérdidas de inserción, en el cual se parte de un prototipo paso bajo normalizado en impedancia y frecuencia, y se realizan conversiones para llegar al prototipo deseado.

Este método permite un mayor control de las características de amplitud y fase de la banda de paso y de la banda de rechazo. El primer paso consiste en especificar las pérdidas de inserción  $P_{LR}$  o el coeficiente de reflexión  $S_{11}(\omega)$ .

$$P_{LR} = \frac{\text{Potencia disponible en el generador}}{\text{Potencia disipada en la carga}} = \frac{1}{1 - |S_{11}(\omega)|^2} = \frac{1}{|S_{21}(\omega)|^2} \quad (2)$$

Especificando las pérdidas de inserción se conoce el coeficiente de reflexión y viceversa. Para que el filtro sea físicamente realizable, sus pérdidas de inserción deben ser de la siguiente forma:

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)} \quad (3)$$

donde M y N son polinomios reales de  $\omega^2$ .

### 2.1.3 Tipos de filtros

En función de las pérdidas de inserción podemos clasificar los filtros en estos dos grupos:

- Filtro de Butterworth:

Conocido también como filtro de máxima planicidad, puesto que proporciona la respuesta lo más plana posible en la banda de paso del filtro, aproximándose al comportamiento ideal en esa zona.

Se obtiene eligiendo el polinomio  $N = 1$  y  $M = K^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N}$ , por lo tanto, las pérdidas de inserción quedan de la siguiente manera:

$$P_{LR} = 1 + K^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \quad (4)$$

donde N es el orden del filtro,  $\omega_c$  es la frecuencia de corte. Esta respuesta es para el filtro paso bajo, por lo que la región de paso va desde  $\omega = 0$  hasta  $\omega = \omega_c$ . A partir de  $\omega$  las pérdidas de inserción se incrementan indefinidamente.

- Filtro de Chebyshev:

También conocido como filtro de equirrizado. La ventaja de este tipo de filtro es que proporciona una transición más abrupta entre la zona de frecuencias deseadas y no deseadas.



Las pérdidas de inserción en números naturales quedan definidas por la siguiente expresión:

$$P_{LR} = 1 + K^2 T_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \quad (5)$$

donde  $T_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$  es el polinomio de Chebyshev de orden N que se caracteriza por la ecuación:

$$T_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) = \cos\left(N \cos^{-1} \frac{\omega}{\omega_c}\right) \quad (6)$$

Por lo tanto, el valor  $K^2$  determina el nivel de rizado en la banda de paso.

La respuesta del filtro Chebyshev, en comparación con el de Butterworth, proporciona para el mismo orden una mayor selectividad a costa del equirizado dentro de la banda de paso.

La siguiente imagen muestra la comparación entre los dos filtros explicados:

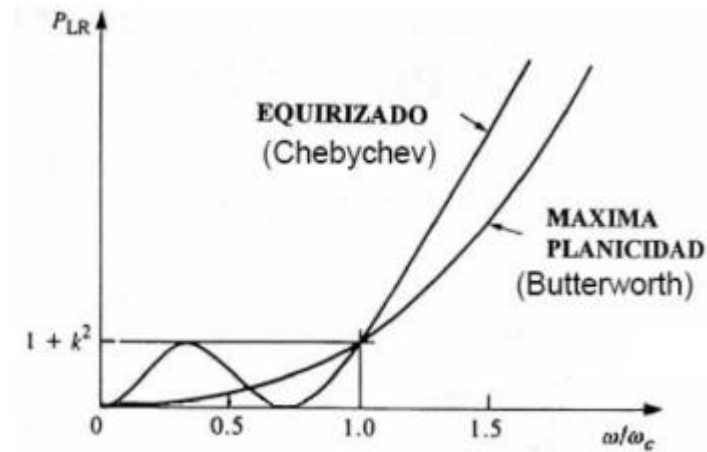


Figura 2.2: Prototipo paso bajo de orden 3 para filtros Chebyshev y Butterworth. [6]

## 2.2 Multiplexor

Un multiplexor es un dispositivo pasivo que implementa multiplexación en el dominio de la frecuencia. Las señales de los puertos ocupan bandas de frecuencias disjuntas, no obstante, pueden coexistir en el puerto de entrada sin interferir unas frecuencias con otras.

Hay que diferenciar entre multiplexores convencionales y multiplexores compactos:

- **Multiplexor convencional:** conjunto de filtros paso banda conectados a través de una estructura que combina o separa la potencia. Cada uno de los filtros, que se diseñan por separado, es un conjunto de resonadores acoplados, con una entrada y una salida.
- **Multiplexor compacto:** conjunto de resonadores acoplados directamente entre sí, sin necesidad de la red unión. La red completa ha de diseñarse desde el principio como un todo.

Para un triplexor, la señal del puerto L ocupa una sola banda de frecuencia baja, el puerto C de frecuencia intermedia y el H de frecuencia más alta. Idealmente, toda la potencia de señal de banda alta del puerto S (puerto de entrada) es transferida al puerto H y viceversa, la señal de banda central se transfiere del S al C y viceversa, y de banda baja del S al L y viceversa.

En la realidad la separación de las señales no es completa, por lo que algo de potencia se perderá, ya que se filtrará por el puerto incorrecto. Para minimizar el solapamiento se pueden añadir bandas de guarda entre canales, esto es, que el ancho de banda de los canales sea menor que la separación entre las frecuencias centrales de los canales.

### 2.2.1 Propiedades de los multiplexores

1.- Las pérdidas de retorno son altas para los puertos dentro de su banda de frecuencias.

2.- Las pérdidas de retorno del puerto común mostraran todas las bandas de paso del multiplexor, es decir, tendrá buena adaptación en todas las bandas.

3.- El aislamiento será elevado entre los puertos de los canales.

4.- El número de los ceros de los coeficientes de reflexión es igual al orden. Los ceros de reflexión efectivos en cada uno de los puertos de los canales, son un

subconjunto de los ceros de reflexión del puerto común. Además, en cada uno de los puertos de los canales aparece solo una banda de paso.

5.- La interacción de las bandas de paso provoca la aparición de ceros de transmisión parciales, es decir, ceros no situados en el eje imaginario  $s=j\omega$ .

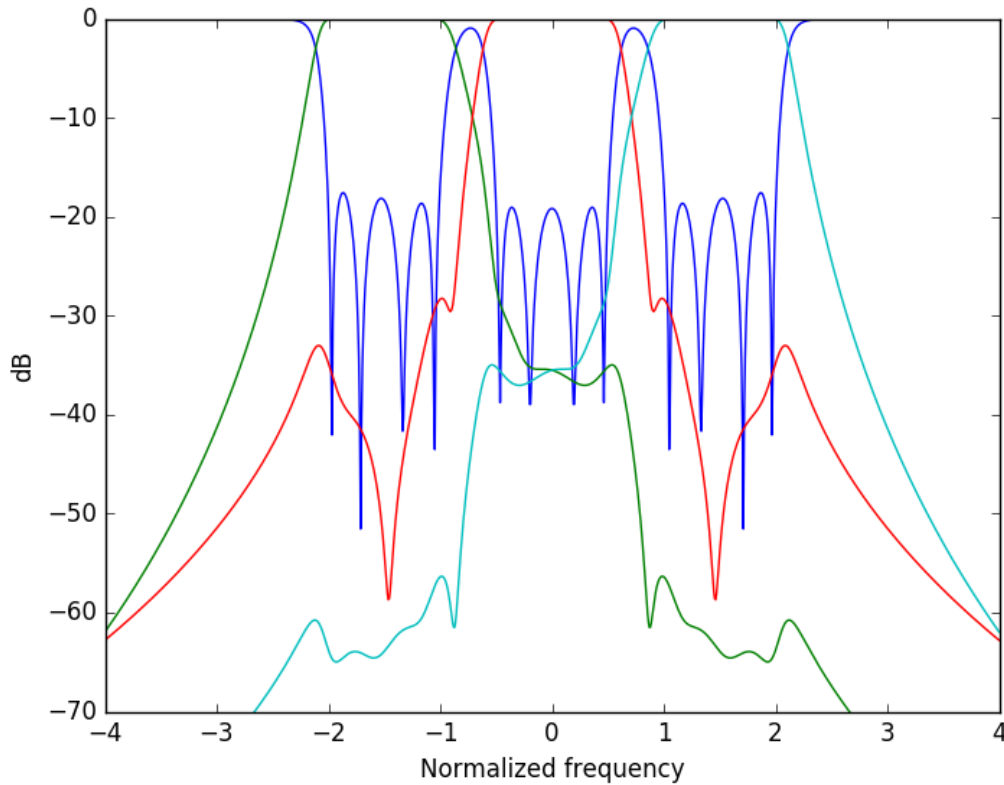


Figura 2.3: Respuesta deseada del triplexor.

La Figura 2.3 es la respuesta objetivo del triplexor del proyecto, que ilustra algunas de las propiedades de los multiplexores comentadas anteriormente.

## 2.3 Redes con resonadores acoplados

Las redes de resonadores están formadas por un conjunto de cavidades resonantes con paredes conductoras metálicas dentro de las cuales se introduce y se extrae energía por diversos métodos.

Existen dos tipos de resonadores acoplados; resonadores serie y resonadores paralelo [14].

- Resonadores serie: También llamados circuitos resonantes. En sus bornes hay mínimo de voltaje y máximo de corriente lo que supone mínimo del módulo de la impedancia.

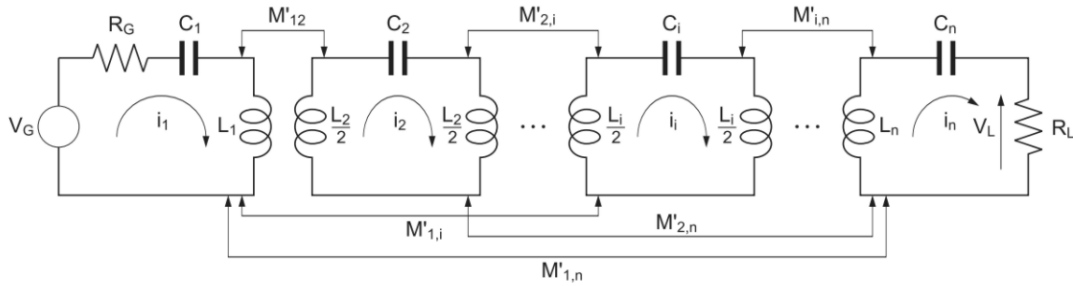


Figura 2.4: Estructura genérica de resonadores serie acoplados entre sí. [9]

- Resonadores paralelo: También llamados circuitos antirresonantes. En sus bornes hay máximo de voltaje y mínimo de corriente lo que supone máximo del módulo de la impedancia.

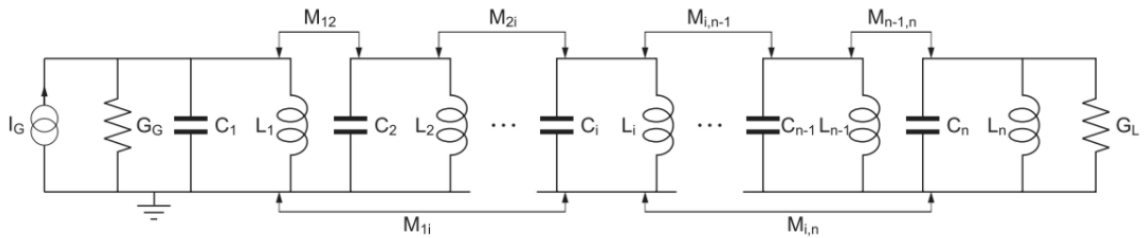


Figura 2.5: Estructura genérica de resonadores paralelo acoplados entre sí. [9]

Estas redes se caracterizan fácilmente mediante la matriz de acoplamientos, que se explicara brevemente a continuación.

### 2.3.1 Matriz de acoplamientos

La matriz de acoplamientos es una matriz  $M \in \mathbb{R}^{(n+p) \times (n+p)}$  donde  $n$  es el número de resonadores de la red y  $p$  el número de puertos, en la que aparecen representados todos los acoplamientos de cada uno de los elementos de la red con todos los demás, así como el coeficiente de acoplamiento para cada uno de ellos [2].

Por ejemplo, el coeficiente  $M_{ij}$  que tome valor cero, implicará que no existe acoplamiento entre los elementos  $i$  y  $j$ .

Debido a los elementos que forman la red (resonadores y puertos) tendremos tres tipos distintos de acoplamientos. Cada uno de estos tipos de acoplamientos está a su vez representado por una submatriz de acoplamientos con sus características correspondientes.

- Matriz de acoplamientos internos - entre pares de resonadores ( $M_n \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ): Los elementos de la diagonal de  $M$  representan autoacoplamientos de los resonadores, es decir, susceptancias constantes con la frecuencia conectadas en paralelo con las capacidades de los resonadores.
- Matriz de acoplamientos internos entre pares de puertos ( $M_p \in \mathbb{R}^{p \times p}$ ): Los elementos de la diagonal son autoacoplamientos o susceptancias invariantes que se unen con los terminales del puerto correspondiente.
- Matriz de acoplamientos entre puertos y resonadores ( $M_{pn} \in \mathbb{R}^{p \times n}$ ): Como, en general  $p \neq n$  (número de puertos distinto del número de resonadores), esta matriz no será cuadrada ni, por lo tanto, simétrica ya que los acoplamientos conectan dos conjuntos de nodos diferentes.

Una vez obtenida estas matrices parciales, podemos obtener la matriz de acoplamientos correspondiente a la red completa ( $M$ ):

$$M = \begin{bmatrix} M_p & M_{pn} \\ M_{pn}^T & M_n \end{bmatrix}$$

En el siguiente grafo, se está representando el triplexor objetivo, por lo tanto, en su matriz de acoplamientos,  $M_p$  es una submatriz que tiene los acoplamientos que hay entre los nodos negros,  $M_n$  es una submatriz que tiene los acoplamientos a 0 ya que no hay uniones entre pares de puertos en este diseño, y  $M_{pn}$  es la submatriz que tiene los acoplamientos de los nodos bancos y negros que están unidos.

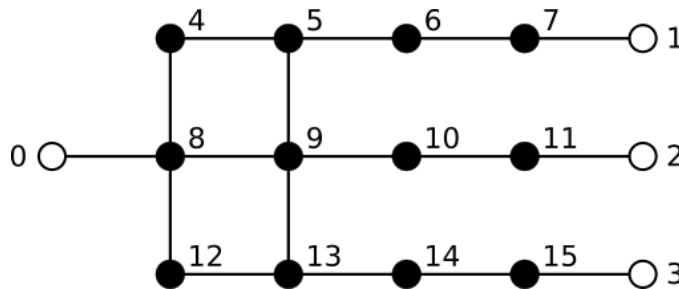


Figura 2.6: Diagrama de nodos y acoplamientos del triplexor.

# Capítulo 3

## Guía de onda, resonadores y acoplamientos

---

La descripción circuital presentada en el capítulo anterior es totalmente genérica, en el sentido de que es válida para representar cualquier estructura formada por resonadores acoplados. La matriz de acoplamientos es válida como modelo circuital de cualquier estructura que esté formada por resonadores electromagnéticos acoplados entre sí y con los puertos.

En este trabajo se aborda la implementación de una estructura en particular, formada por resonadores rectangulares en tecnología de guía de onda integrada en sustrato (SIW, *Substrate Integrated Waveguide*), acoplados entre sí mediante aberturas, y acoplados también con las entradas y salidas por medio de guías de onda coplanares.

El objetivo de este capítulo es presentar las tecnologías que se emplearan para implementar los elementos físicos que componen el filtro, es decir, los resonadores, los acoplamientos entre ellos y las líneas de entrada y salida.

Los resonadores se implementarán mediante cavidades SIW, para lo que primero será necesario describir la tecnología en guía de onda rectangular. Por otra parte, las líneas de entrada y salida se implementarán mediante guías de onda coplanares (CPW, *coplanar waveguide*), que permiten implementar la transición/acoplamiento de entrada y salida, aprovechando así la facilidad de integración de las guías de onda integradas en sustrato con las tecnologías planares.

### 3.1 Guía de onda

#### 3.1.1 Guía de onda rectangular

Una cavidad resonante rectangular puede considerarse como una sección de guía rectangular terminada en cortocircuito en dos planos diferentes. Por tanto, es necesario caracterizar primero la guía.

Una guía de ondas rectangular es un tubo metálico relleno de dieléctrico con permitividad eléctrica ( $\epsilon_r$ ) y permeabilidad magnética ( $\mu_r$ ), que como su propio nombre indica, guía la energía desde la fuente y es de sección rectangular.

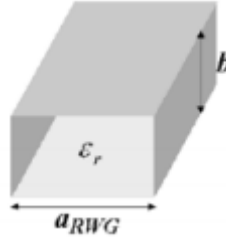


Figura 3.1: Guía de onda rectangular. [6]

Está formado por un solo conductor, por lo que no soporta modos TEM (Transversal Electro-Magnético), solo se propagan los modos:

- TE (Transversal Eléctrico): no existe componente del campo eléctrico en la dirección de propagación.
- TM (Transversal Magnético): no existe componente del campo magnético en la dirección de propagación.

Los diferentes modos se denominarán con dos subíndices,  $m$  y  $n$  que indican el número de máximos de la onda estacionaria que existen en la sección de la guía. Para cada modo, hay una frecuencia de corte ( $f_c$ ), por debajo de la cual, dicho modo no puede ser propagado. Esta frecuencia depende de la geometría de la sección transversal.

El modo con la frecuencia de corte más baja de todos los modos es llamado el modo dominante, normalmente se diseñan las estructuras para operar en ese modo. En una guía rectangular el modo TE<sub>10</sub> es el dominante, puesto que  $a > b$ :

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (7)$$

Para  $m, n \geq 0$  y si  $m = n \neq 0$  tendremos modos TE<sub>m,n</sub>, sin embargo para  $m, n \geq 1$ , tendremos modos TM<sub>m,n</sub>.

Los modos evanescentes sin embargo son aquellos que se encuentran por debajo de la frecuencia de corte, por lo tanto, no se pueden propagar por la guía, decaen exponencialmente.

En función del número de modos en propagación, la guía podrá ser:

- Monomodo: Se propaga un único modo.
- Multimodo: Se propagan varios modos.

La figura siguiente muestra la atenuación del conductor para diferentes modos de una guía de onda rectangular con  $a = 2$  cm.

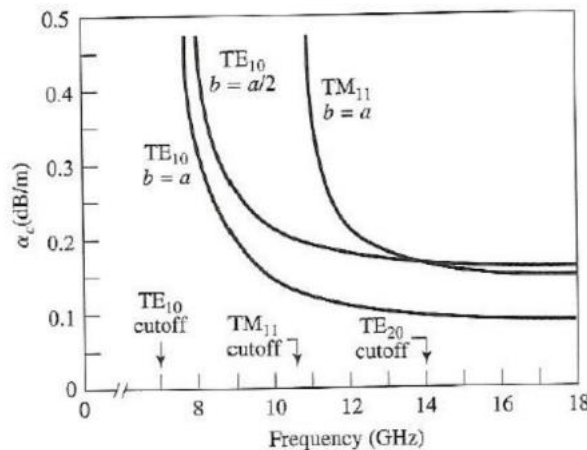


Figura 3.2: Atenuación de los modos de una guía rectangular con  $a=2$ cm. [6]

### 3.1.2 Guía de onda integrada en sustrato

La realización de circuitos integrados de bajas pérdidas suele encontrar algunos problemas relacionados principalmente con las limitaciones en rendimiento de la tecnología planar, por ello, en muchos casos, las estructuras no planares como las guías de onda clásicas son necesarias, aunque éstas no son muy adecuadas para la producción de bajo costo debido a los dispositivos que se necesitan para su realización, además de que los elementos realizados con esta tecnología son muy voluminosos.

En los últimos años se han propuesto soluciones como esquemas híbridos de estructuras planares y no planares que resultan alternativas interesantes. La más utilizada es la que se basa en SIW, que surgió en los años 90, y consiste en sintetizar una guía de onda rellena de un sustrato dieléctrico cuyas paredes laterales están formadas por vías metalizadas.

Esta tecnología permite realizar componentes en un sustrato mediante técnicas de circuitos impresos, lo que conlleva a una reducción del tamaño, coste y precio, además de una fácil integración con otros circuitos planares.



La estructura de una guía de onda integrada en sustrato está compuesta por dos filas de cilindros metálicos (vías), embebidos en dieléctrico, que conectan dos planos metálicos paralelos.



Figura 3.3: Diferencia entre guía de onda convencional y una SIW. [6]

A la hora de diseñar una SIW, se debe saber que su ancho no es igual al de una guía convencional, la siguiente ecuación describe su relación:

$$a_{RWG} = a_s + \frac{l^2}{0.95 \cdot p} \quad (8)$$

donde  $l$  es la separación entre dos vías consecutivas (limitaciones mecánicas de 0.3 mm a la hora de construirlo) y  $p$  la separación desde el centro de una vía hasta el centro de la siguiente.

De acuerdo a lo dicho anteriormente, como se trata de un solo conductor, no se propagarán modos TEM, y por las discontinuidades que presentan las paredes laterales al estar formadas por cilindros, los modos  $TE_{0,m}$ ,  $TE_{m,n}$  y los  $TM_{m,n}$  presentaran significativas pérdidas si se excitan. Por esa razón los modos que deben ser utilizados en ese tipo de estructuras son los  $TE_{m,0}$ .

Los principales parámetros que se tienen que tener en cuenta en un diseño SIW son la altura del sustrato ( $b$ ), su permitividad ( $\epsilon_r$ ) y sobre todo el radio y la separación de los postes ya que con ellos aseguramos que las paredes laterales de la guía tengan un comportamiento conductor y que no se presenten grandes pérdidas.

Estas pérdidas debidas al radio de las vías y la distancia entre ellas vienen caracterizadas por el parámetro  $\alpha_L$ . Además, estas no son las únicas pérdidas, hay que tener en cuenta las presentes en el dieléctrico ( $\alpha_d$ ) y en el conductor ( $\alpha_c$ ), por lo tanto, las pérdidas totales de la estructura vendrán dadas por la suma de todas:

$$\alpha_T = \alpha_L + \alpha_d + \alpha_c \quad (9)$$

Las diferentes regiones en las que podemos clasificar la estructura son tres:

- Si las pérdidas por fugas son muy superiores a las del dieléctrico y el conductor, podemos emplear la estructura como una antena, ya que está en la región de onda radiada.
- Si las pérdidas por fugas son muy pequeñas como para que la estructura funcione como una antena, y muy elevadas para que funciones como una guía de ondas, diremos que está en la región prohibida.
- La región de onda guiada es la que nos interesa, donde las pérdidas son bajas, por lo tanto, se deben elegir valores del diámetro de los postes y de la separación entre ellos de manera que nos encontremos en esa región

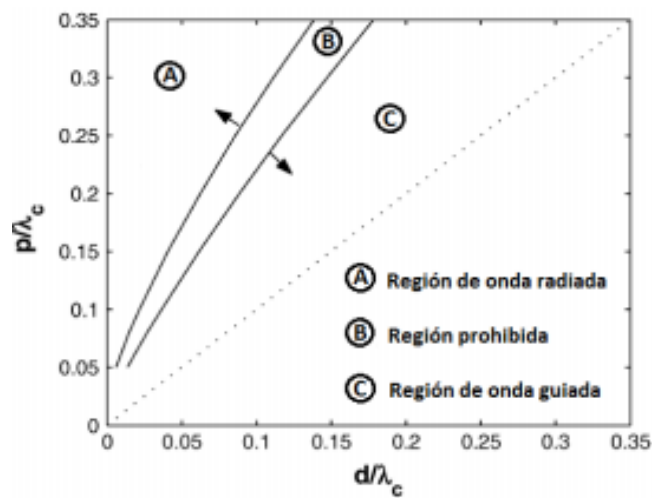


Figura 3.4: Regiones en las que podemos clasificar una guía en función de sus pérdidas. [6]

En la Figura 3.4,  $(\frac{p}{\lambda_c})$  es la distancia entre los centros de los postes consecutivos de una misma fila, normalizado entre la longitud de onda de corte de la guía rectangular equivalente y  $(\frac{d}{\lambda_c})$  el diámetro de los postes, normalizado entre la entre la misma longitud de onda de corte, donde  $\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\epsilon_r \epsilon_0 \mu_0}}$ .

Por debajo de la línea discontinua de la Figura 3.4, el diseño no puede realizarse, ya que la distancia entre las vías es menor que el diámetro de estas, por lo tanto, los postes se superponen.

Por la forma en la que se constituye una guía SIW, su excitación debe cumplir con buenas condiciones de adaptación para que toda la potencia que se suministre sea transferida a la guía y se garantice un nivel de pérdidas aceptable. En este proyecto se utilizará la línea coplanar.

## 3.2 Resonador rectangular

Un componente básico de los filtros de guía de onda es el resonador, que consiste en una guía de onda de distancia corta bloqueada en ambos finales, por lo tanto, las ondas atrapadas son reflejadas entre los extremos.

La energía eléctrica y magnética se almacena en el interior de la cavidad. Si el conductor no es perfecto o el dieléctrico tiene pérdidas, la potencia se disipa por las paredes metálicas o por el dieléctrico que rellena la guía.

Hay una gran cantidad de modos de resonancia posibles, de hecho, una infinidad de ellos. Para cada modo de guía de onda, habrá un número infinito de múltiplos de  $\lambda/2$ , que caben en la dirección longitudinal entre los dos extremos, por lo que una triple infinidad de modos es posible [4].

Normalmente solo los modos de orden bajo son de interés, y como he mencionado anteriormente el de la frecuencia resonante más baja se refiere como el modo dominante. En este proyecto, se utilizará el modo fundamental  $TE_{101}$ . Otros modos pueden sufrir significativas pérdidas debido a las discontinuidades de las paredes.

La frecuencia de resonancia de un modo  $TE_{mnl}$  o  $TM_{mnl}$  de la cavidad depende de las dimensiones de la misma ( $a \times b \times d$ )

$$f_{mnl} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2}$$

(10)

Que en el caso del modo de interés ( $TE_{101}$ ) se simplifica a

$$f_{mnl} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{d}\right)^2}$$

(10b)

Nótese que la frecuencia de resonancia no depende de la altura del resonador, como corresponde a un subíndice 0, es decir, a que no haya variación del campo en la dirección vertical por ser la altura muy pequeña. Es decir, en un resonador SIW esta la frecuencia de resonancia no depende del espesor del sustrato dieléctrico.

Según un estudio que he realizado, para un resonador cuadrado ( $a=d=w$ ), la frecuencia de resonancia varía de esta manera:

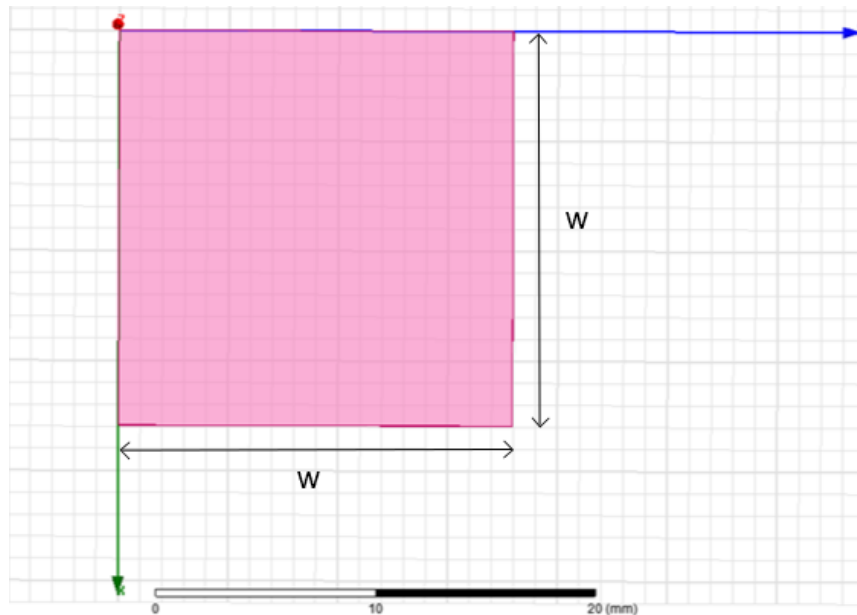


Figura 3.5: Resonador cuadrado de lado  $w=18\text{mm}$ .

w	Frecuencia de resonancia
10 mm	14.3077 GHz
11 mm	13.0069 GHz
12 mm	11.9235 GHz
13 mm	11.0060 GHz
14 mm	10.2129 GHz
15 mm	9.53090 GHz
16 mm	8.93623 GHz
17 mm	8.41057 GHz
18 mm	7.94269 GHz
19 mm	7.52307 GHz
20 mm	7.14656 GHz
21 mm	6.80625 GHz
22 mm	6.49688 GHz
23 mm	6.21438 GHz
24 mm	5.95546 GHz

Tabla 1: Valores de la frecuencia en función de las dimensiones del resonador.

Por lo tanto, se observa que cuanto mayor sea la cavidad, menor será la frecuencia a la que resuena. Aunque estas medidas las he realizado con un resonador cuadrado de 18 mm de lado y 1 mm de profundidad, sucede lo mismo para resonadores de cualquier otra geometría.

Lo mismo ocurre con los **resonadores SIW**, aunque en este caso tenemos más parámetros que podemos manejar.

Puede también controlarse la frecuencia de cada cavidad dejando su tamaño fijo y añadiendo unos taladros dentro de las cavidades. En este caso, la frecuencia de resonancia puede controlarse mediante la distancia a la cual se colocan estos nuevos taladros con respecto a las paredes de la cavidad:

- En caso de añadir dos taladros:

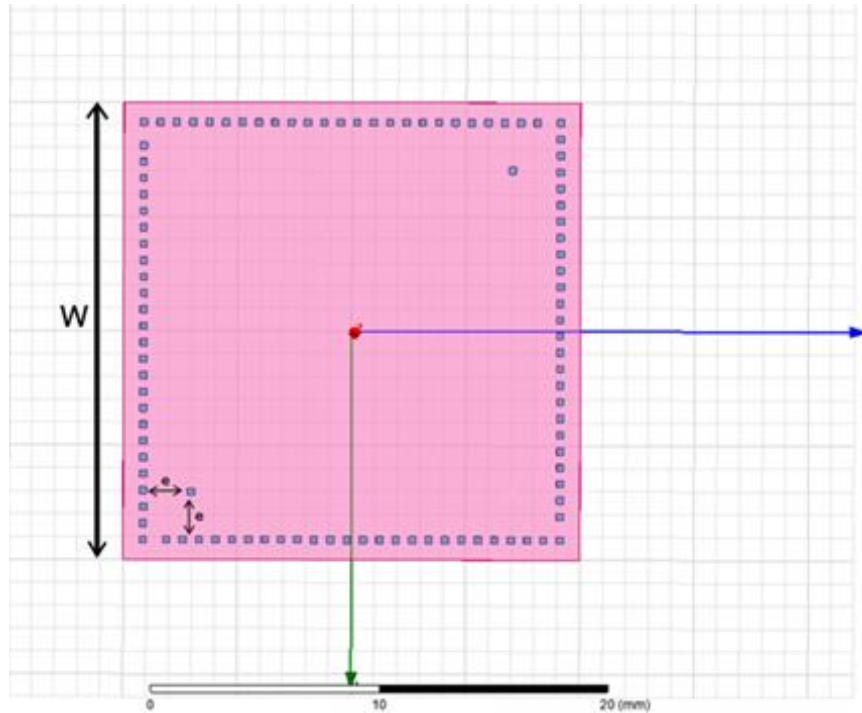


Figura 3.6: Resonador cuadrado de lado  $w=18\text{mm}$  con dos taladros.

Profundidad taladros	Frecuencia de resonancia
1mm	7.95105 GHz
2mm	8.00205 GHz
3mm	8.17244 GHz
4mm	8.47324 GHz
5mm	8.81549 GHz
6mm	9.08744 GHz
7mm	10.5641 GHz

Tabla 2: Valores de la frecuencia en función de las dimensiones del resonador con dos taladros.

- En caso de añadir cuatro taladros (uno por cada esquina):

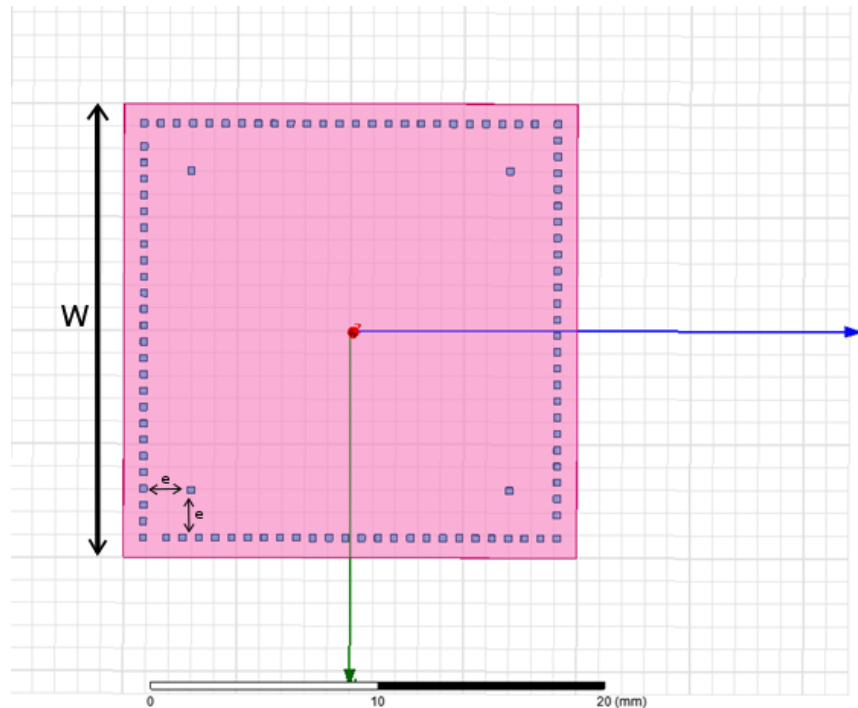


Figura 3.7: Resonador cuadrado de lado  $w=18\text{mm}$  con cuatro taladros.

Profundidad taladros ( e )	Frecuencia de resonancia
1 mm	7.95740 GHz
2 mm	8.05742 GHz
3 mm	8.37409 GHz
4 mm	9.10180 GHz
5 mm	10.3948 GHz
6 mm	12.1687 GHz
7 mm	12.5942 GHz

Tabla 3: Valores de la frecuencia en función de las dimensiones del resonador con cuatro taladros.

Según estas tablas se puede ver cómo cuanto más se metan los taladros en el interior del resonador, más se aumenta la frecuencia, al igual que cuatro taladros hacen más efecto que dos.

Para estas pruebas se han vuelto a usar resonadores cuadrados de lado  $w=18\text{ mm}$  y de profundidad 1mm.

### 3.3 Acoplamientos

Los resonadores están unidos unos con otros mediante acoplamientos que permiten la transferencia de energía entre pares de resonadores o entre resonadores y puertos.

He realizado un estudio para ver como varía el acoplamiento en función de la anchura de la ventana:

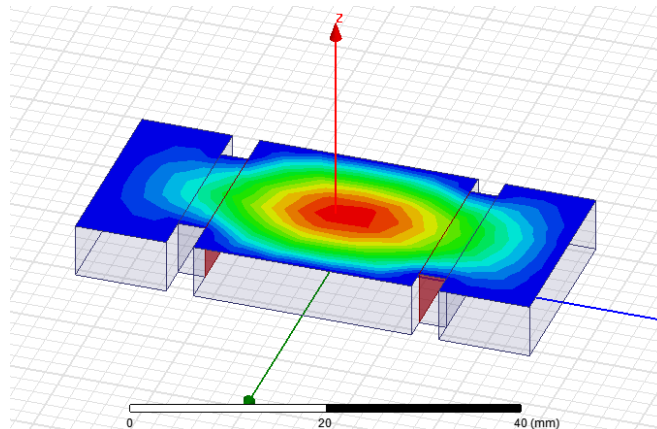


Figura 3.8: Resonador cuadrado

Como se ve, además de la cavidad se han incluido las dos ventanas y una sección de guía adicional a cada lado. En la resonancia el campo desborda la cavidad, con lo que se tiene el efecto buscado.

La longitud de las secciones adicionales influye poco en la frecuencia de resonancia, una vez tienen cierta longitud (en el ejemplo, 10 mm, casi  $\lambda/4$ ).

Con las dimensiones del filtro, las frecuencias de resonancia son 8,022 GHz y 8,031 GHz, muy cerca de la frecuencia teórica (8 GHz).

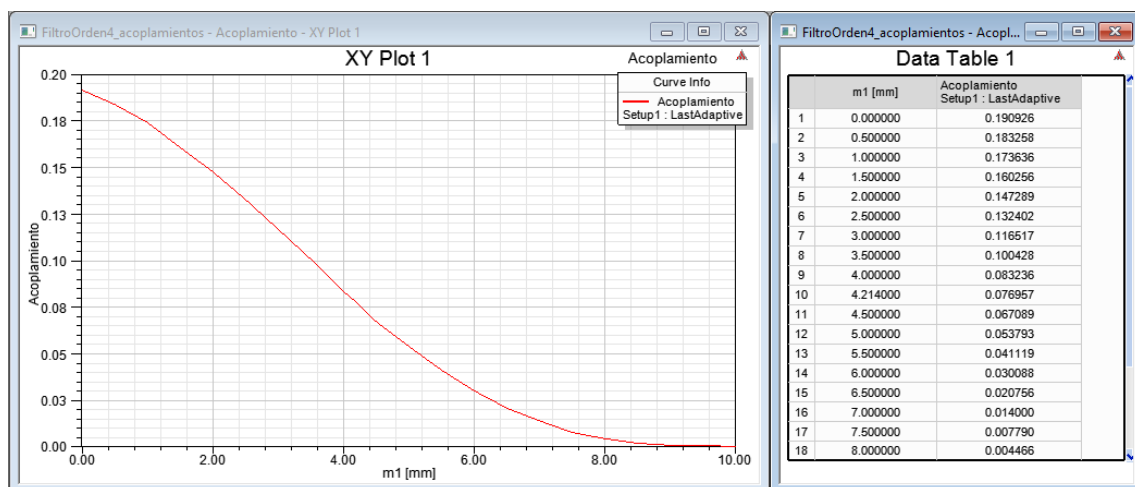


Figura 3.9: Variación del acoplamiento en función del tamaño de la ventana.

Como puede observarse, a medida que la ventana se hace más grande, el acoplamiento entre secciones también.

### 3.4 Línea coplanar

Las tecnologías planas cada día tienen más uso debido a su bajo coste, ya que la chapa es barata y su proceso de fabricación muy sencillo mediante fotograbado. Su ligero peso y sus reducidas dimensiones hacen que sea más requerido aún.

La línea coplanar consiste esencialmente en un sustrato dieléctrico o semiconductor con una pista conductora central en su cara superior que está envuelta por dos planos de tierra.

Este tipo de estructuras permite la fácil integración de elementos serie y paralelo en la línea de transmisión sin necesidad de perforar agujeros en el sustrato, lo cual es una importante ventaja que no tiene la línea microstrip. Además, permiten implementar circuitos que trabajen a frecuencias mayores ya que su dispersión es menor (que en microstrip).

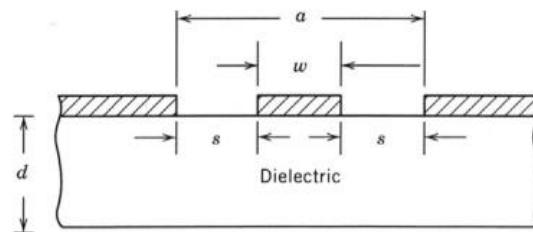


Figura 3.10: Estructura de línea coplanar.

Características [3]:

- Es como una línea slotline pero con un conductor central.
- El voltaje de la señal es aplicado entre el conductor central y los planos de masa.
- Soporta modos cuasi-TEM pares o impares.
- Constante dieléctrica efectiva:  $\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2}$
- Menos dispersión que la microstrip en bajas frecuencias.



- Formulación:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta}{\pi\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(2\sqrt{\frac{a}{W}}\right) & \text{for } 0 < W/a \leq 0.173 \\ \frac{\pi\eta}{4\sqrt{\epsilon_e}} \left[ \ln\left(2\frac{1+\sqrt{W/a}}{1-\sqrt{W/a}}\sqrt{\frac{a}{W}}\right) \right]^{-1} & \text{for } 0.173 < W/a < 1 \end{cases} \quad (11)$$

En este proyecto se innova un poco con el acoplamiento de entrada, y en vez de utilizar una línea recta para transmitir la energía hacia dentro y hacia fuera de la estructura, se utiliza una línea coplanar en la que se curva las ranuras en forma de T.

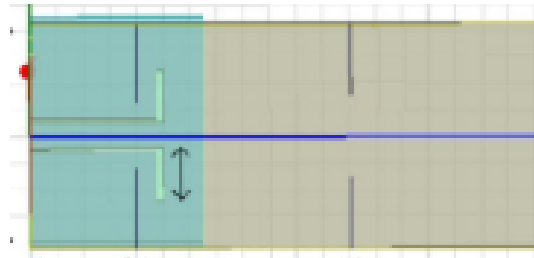


Figura 3.11: Acoplamiento de entrada en forma de T.

Se ha utilizado este tipo de acoplamiento de entrada porque con él se consiguen mayores valores de acoplamiento y, por lo tanto, nos es muy útil ya que la matriz de acoplamientos del triplexor objetivo así lo exige. El coeficiente de acoplamiento se puede controlar mediante la longitud de las ranuras transversales.

## Capítulo 4

# Diseño del triplexor y descripción del software

---

### 4.1 Diseño del multiplexor

Como se ha indicado en la introducción, el objetivo de este proyecto es el diseño de un multiplexor compacto (es decir, formado únicamente por resonadores acoplados) en tecnología SIW.

En los capítulos anteriores se han presentado las características generales, las herramientas necesarias para la síntesis (como la matriz de acoplamientos) y las estructuras físicas para llevar a cabo la implementación. El siguiente paso es, por tanto, especificar la red concreta:

- Se tratará de un triplexor, con un puerto común (etiquetado como puerto 0) y tres puertos correspondientes a los canales (puertos 1, 2 y 3).
- El orden total de la red es 12 (es decir, contiene 12 resonadores), correspondiendo la respuesta de cada canal aproximadamente a la de un filtro de orden 4.

Su estructura de resonadores y acoplamientos es la mostrada en la figura 4.1.

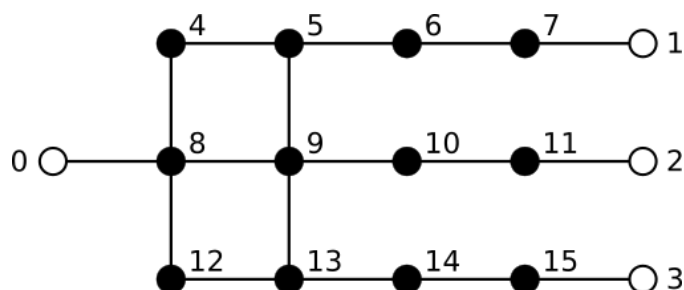


Figura 4.1: Diagrama de nodos y acoplamientos del triplexor.

Los círculos blancos representan los puertos de entrada y de salida, los círculos negros los resonadores de los que va a constar el diseño, las líneas que unen los círculos negros son los acoplamientos entre resonadores, y las líneas que unen círculos blancos con círculos negros, son los acoplamientos de entrada/salida.

Las características del triplexor se encuentran especificadas en la siguiente tabla:

Parámetros	Canal L	Canal C	Canal H
Orden	4	4	4
Frecuencia central	7.7 GHz	8 GHz	8.3 GHz
Ancho de banda	0.5 GHz	0.5 GHz	0.5 GHz
Rizado de los canales	18 dB	18 dB	18 dB

Tabla 4: Tabla de especificaciones del triplexor.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
0									1.21							
1								0.70								
2												0.72				
3																0.70
4					1.11	0.40			0.98							
5					0.40	1.43	0.34			0.23						
6						0.34	1.49	0.43			0.03					
7		0.70					0.43	1.49								
8	1.21				0.98					0.61			0.98			
9						0.23			0.61		0.33			0.32		
10							0.03			0.33		0.44			0.03	
11			0.72								0.44					
12									0.98				-1.11	0.401		
13										0.32			0.401	-1.43	0.34	
14											0.03			0.34	0.434	-1.49
15				0.70											-1.49	-1.49

Tabla 5: Matriz de acoplamientos del triplexor.

La tabla 5 muestra los coeficientes de la matriz de acoplamiento que cumple las especificaciones indicadas. Esta matriz es una representación que contiene toda la información relevante de la red, ya que contiene los valores de los coeficientes de acoplamiento, toda la topología correspondiente y las frecuencias de resonancia. Por tanto, el objetivo del diseño puede resumirse en obtener una estructura física cuya matriz de acoplamientos equivalente se aproxime en lo posible a la de la tabla 5, que es la matriz objetivo.

Por otra parte, la matriz de acoplamientos define un circuito equivalente (formado por resonadores LC e inversores), cuya respuesta es la que se muestra en la Figura 4.2, donde la curva azul oscura representa el parámetro de reflexión en la entrada (puerto 0 o puerto común),  $S_{00}$ . Las otras tres curvas representan los parámetros de transmisión desde el puerto 0 a los puertos 1, 2 y 3, por lo tanto, la línea roja es  $S_{20}$ , la verde es  $S_{10}$  y la azul claro es  $S_{30}$ . De este modo, si la estructura física tiene una matriz equivalente próxima a la matriz objetivo, su respuesta será también próxima a la respuesta ideal de la Figura 4.2, verificando las especificaciones.

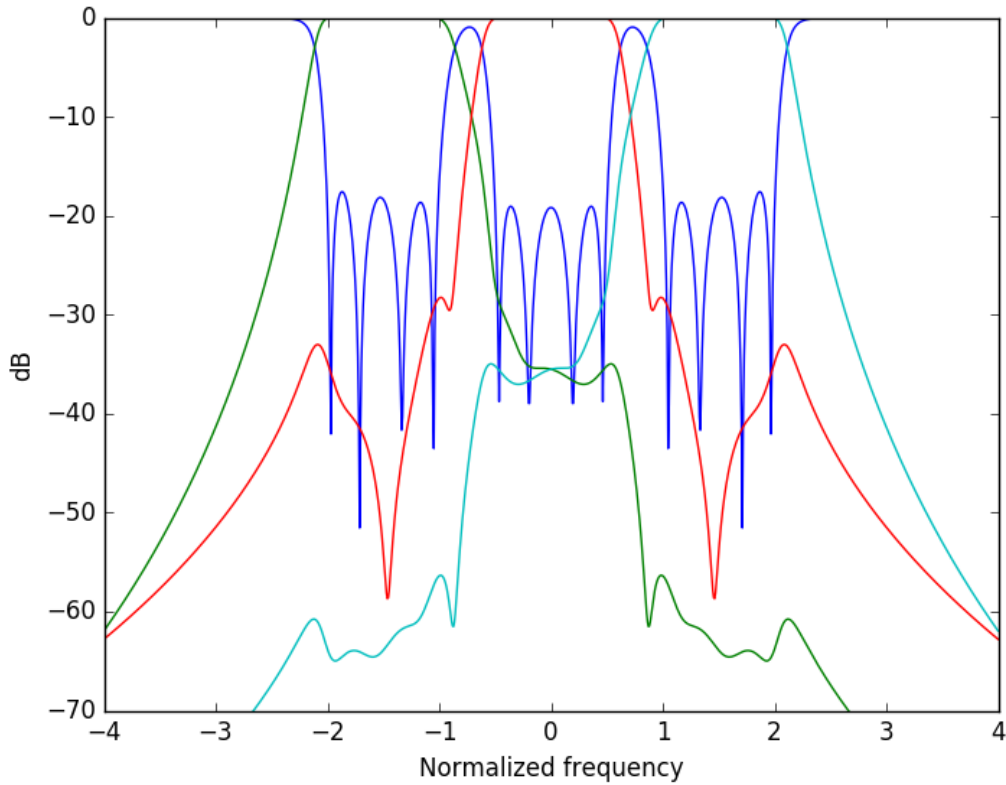


Figura 4.2: Respuesta deseada del triplexor.

En la matriz de la tabla 5 se han indicado con distintos colores los coeficientes correspondientes a cada una de las filas de resonadores de la figura 4.1 y a sus acoplamientos, así como los acoplamientos de entrada y salida.

Si se incluye siempre el resonador 8 (en el cual se conecta el puerto común), pero se elimina el resto de resonadores, cada una de las filas se comportará como un filtro.

El procedimiento de implementación se basa en esa idea: diseñar tres filtros correspondientes a cada canal por separado. La respuesta de estos filtros no ha de ser ideal, sino la correspondiente a la submatriz que se obtiene de la matriz de acoplamientos, eliminando las filas y columnas correspondientes a los resonadores que se han extraído de la estructura.

- Canal de bajas frecuencias:

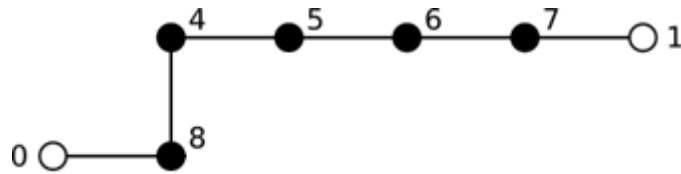


Figura 4.3: Filtro de banda de frecuencia baja.

Este filtro deja pasar la banda de frecuencias más bajas, de en torno a 7,7 GHz (como corresponde a los coeficientes positivos de la diagonal de la matriz de acoplamientos), por lo tanto, los resonadores que lo forman (4 a 7) tienen unos tamaños ligeramente más grandes que los resonadores que componen el canal central y los que componen el canal de altas frecuencias.

- Canal central:

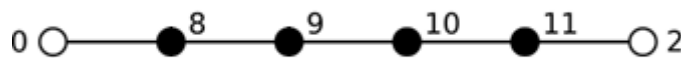


Figura 4.4: Filtro de banda de frecuencia central.

Este filtro deja pasar las frecuencias centrales del diseño, en torno a 8 GHz. Su implementación es más fácil que la de los otros dos filtros ya que, aparte de tener un resonador menos, los tiene todos en línea recta.

La frecuencia de resonancia de todos los resonadores es la frecuencia central, 8 GHz, como corresponde a los elementos nulos de la diagonal de la matriz. Por tanto, en los otros dos diseños el resonador 8 estará algo desintonizado respecto a la banda correspondiente.

- Canal de altas frecuencias.

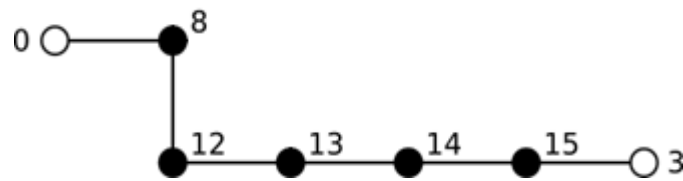


Figura 4.5: Filtro de banda de frecuencia alta.

Este es el que permite el paso de las frecuencias más altas del diseño, está en torno a los 8,3 GHz. En la matriz de acoplamientos esto corresponde a coeficientes negativos en la diagonal, lo que modela las frecuencias de resonancia de los resonadores 12 a 15, más altas que la frecuencia central. Por tanto, dichos resonadores tendrán menor tamaño.

El tratamiento del resonador 8 es el más complicado por dos motivos:

- Por una parte, aparece en los tres diseños parciales de los canales. Cada uno de los diseños de este canal diferirá de los otros, por lo que habrá que elegir uno de ellos (por ejemplo, el del canal central).
- Por otra parte, resulta difícil de modelar debido al número de acoplamientos (cuatro, incluyendo el de entrada) y su intensidad (como se puede observar en la matriz).

En efecto, un resonador fuertemente acoplado sufrirá una variación de su frecuencia de resonancia ideal. Por tanto, hay que tener en cuenta que el diseño previo del resonador 8 no será muy bueno en ningún caso.

## 4.2 Herramientas de simulación y ajuste

La simulación de las estructuras se ha llevado a cabo mediante Ansys HFSS (versión 15), una herramienta comercial de simulación electromagnética de onda completa, basada en el método de elementos finitos. Algunas de las ventajas de esta herramienta explotadas en este trabajo son las siguientes:

- Flexibilidad total respecto a las estructuras físicas que pueden ser caracterizadas.
- Posibilidad de automatizar tareas por medio de scripts (de Python) dentro del propio software.

- Posibilidad de interactuar con programas y scripts externos. De este modo, es posible utilizar algoritmos propios de optimización, de modo que HFSS sea simplemente un motor de simulación al cual se le pasan unos parámetros geométricos de entrada, y que responde con la respuesta eléctrica (los parámetros de scattering) de la estructura correspondiente a dichas dimensiones.
- Computación distribuida, lo que permite acelerar las simulaciones, paralelizando el cálculo a cada punto de frecuencia.
- Capacidad de caracterizar no sólo la respuesta de una red, sino también de extraer información de sensibilidad de la misma respecto a los parámetros geométricos.

Como desventaja principal, cabe indicar el alto coste computacional requerido para simulaciones con cierta precisión, especialmente para estructuras de tamaño eléctricamente grande, lo cual puede ser aliviado mediante el uso de computación distribuida. Hay que indicar que en general este es un problema común a todas las herramientas de simulación electromagnética de onda completa.

Otra desventaja es la falta de repetitividad de las simulaciones cuando hay pequeñas variaciones. En efecto, siempre es posible que una variación arbitrariamente pequeña de un parámetro de lugar a una respuesta notablemente diferente. Este problema es debido al proceso de mallado adaptativo utilizado por HFSS para segmentar la estructura que se simula, y se puede atenuar refinando suficientemente dicho mallado, lo que por un lado aumenta la precisión de las simulaciones, pero por otro lleva de nuevo a un incremento del coste computacional.

Una vez seleccionada la herramienta de análisis de la red es necesario aplicarla al ajuste de la misma, es decir, a determinar las dimensiones de modo que su respuesta sea la requerida. Debido al alto coste computacional de cada simulación, el uso directo de un método de optimización es inviable. En su lugar, se ha hecho uso de un algoritmo de tipo *space mapping*, basado en el empleo de dos modelos diferentes de la red:

1. Un modelo fino, de alta precisión, pero con gran coste computacional. En nuestro caso es la simulación de HFSS. Los parámetros de entrada de este modelo son las dimensiones geométricas del triplexor o sus subredes.
2. Un modelo grueso, con coste computacional despreciable. En este problema es la matriz de acoplamientos. Los parámetros de entrada son en este caso los coeficientes no nulos de la misma.

El funcionamiento del algoritmo se basa en la extracción de la matriz de acoplamientos a partir de la respuesta obtenida mediante HFSS. Esta matriz de acoplamientos se compara con la matriz objetivo, determinando de este modo un vector de errores del modelo grueso (las diferencias de los coeficientes de la matriz).

A partir de este vector de errores se calcula un vector de correcciones en el modelo fino (es decir, en las dimensiones), lo que permite generar unas nuevas dimensiones, que son los parámetros de entrada para una nueva iteración de simulación con HFSS.

Las principales dificultades del método son dos:

- La extracción de la matriz de acoplamientos a partir de la respuesta simulada. En ocasiones puede hacerse de una manera analítica (mediante técnicas de síntesis de filtros), o recurrir a un proceso de optimización. Nótese que se trata de optimizar la matriz de acoplamientos, es decir, el modelo grueso, para ajustarla al modelo fino, por lo que el coste computacional es despreciable.
- El cálculo del vector de correcciones del modelo fino a partir del vector de errores del modelo grueso, que requiere la estimación de la matriz de sensibilidades, o matriz jacobiana, que relaciona ambos modelos. Para ello se hace uso de la capacidad de análisis de sensibilidades ofrecida por HFSS que se ha indicado más arriba.

A la hora de optimizar cada una de las partes del diseño que se ha ido haciendo, se ha utilizado un software que permitía hacerlo de forma rápida y bastante menos costosa que el método convencional.

En resumen, el algoritmo intenta alinear los dos modelos, intentando hacer que tengan la misma respuesta de parámetros S. El procedimiento es suficientemente complejo y presenta varias fuentes de error, principalmente debidas a errores numéricos de simulación, que se amplifican al usar información de sensibilidad. El síntoma más claro de estos errores es una mala convergencia, lo que quiere decir que el algoritmo puede no obtener en cada iteración un resultado más parecido al buscado, sino alejarse de él. Hay correlación clara entre el efecto de oscilación y la convergencia de mallado adaptativo de HFSS: cuanto más bajo sea el error de este mallado, menos oscila la solución optimizada, esto es razonable, ya que el error actúa como ruido. Por lo tanto, para mitigar este problema, he forzado a que el mallado sea más fino en los puertos y en las ranuras de los acoplamientos de entrada (aunque esto hace que aumente el tiempo de simulación), además de aumentar el número de iteraciones.



## 4.3 Filtro central

La parte central del triplexor es un filtro cuya frecuencia central es 8 GHz y tiene un ancho de banda de 0,5 GHz. Sin embargo, como se ha indicado, su respuesta no es la de un filtro de Chebichev, sino la que corresponde a eliminar los resonadores 4 a 7 y 12 a 15 de la matriz de acoplamientos objetivo. La respuesta que se busca es:

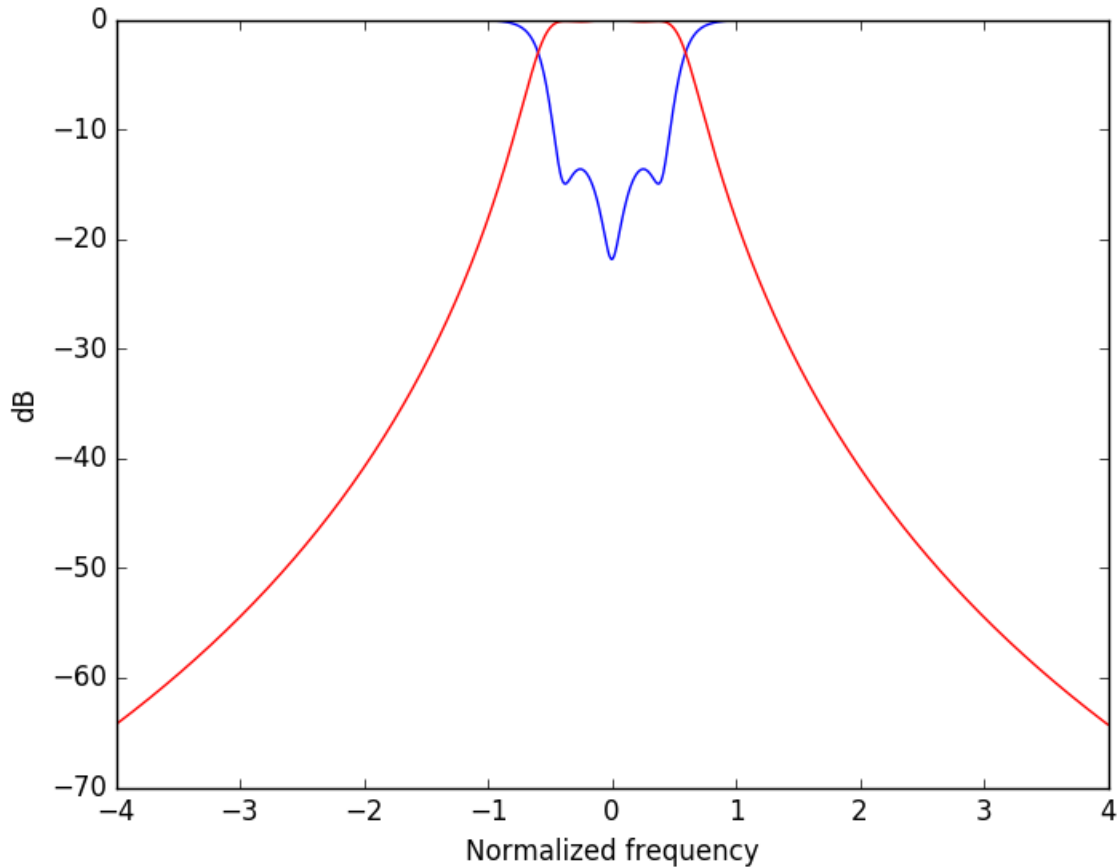


Figura 4.6: Respuesta normalizada del del canal de frecuencia central.

### 4.3.1 Primer ajuste

Inicialmente se ha implementado el filtro sin tecnología SIW, es decir, con paredes planas entre los resonadores, a modo de filtro de guía de onda rectangular, y se ha optimizado con el algoritmo de ajuste.

Tras esa primera optimización se ha conseguido un filtro que cumple casi a la perfección las especificaciones. Según el programa utilizado para optimizar, la norma euclídea del vector de errores (modelo grueso) es 0.0164, y la de correcciones (modelo fino) 0.0248 mm.

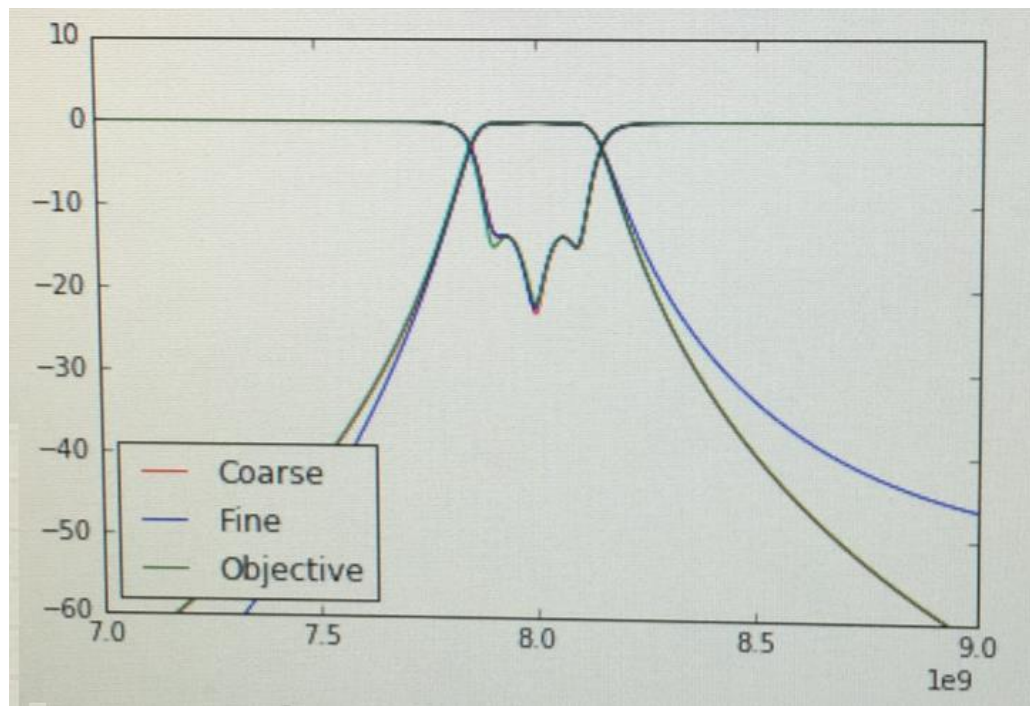


Figura 4.7: Respuesta de la primera optimización del filtro de la banda central, donde se compara la respuesta de ambos modelos (*coarse* o grueso y *fine* o fino) y la respuesta objetivo.

Las dimensiones que se corresponden con esa respuesta son las siguientes:

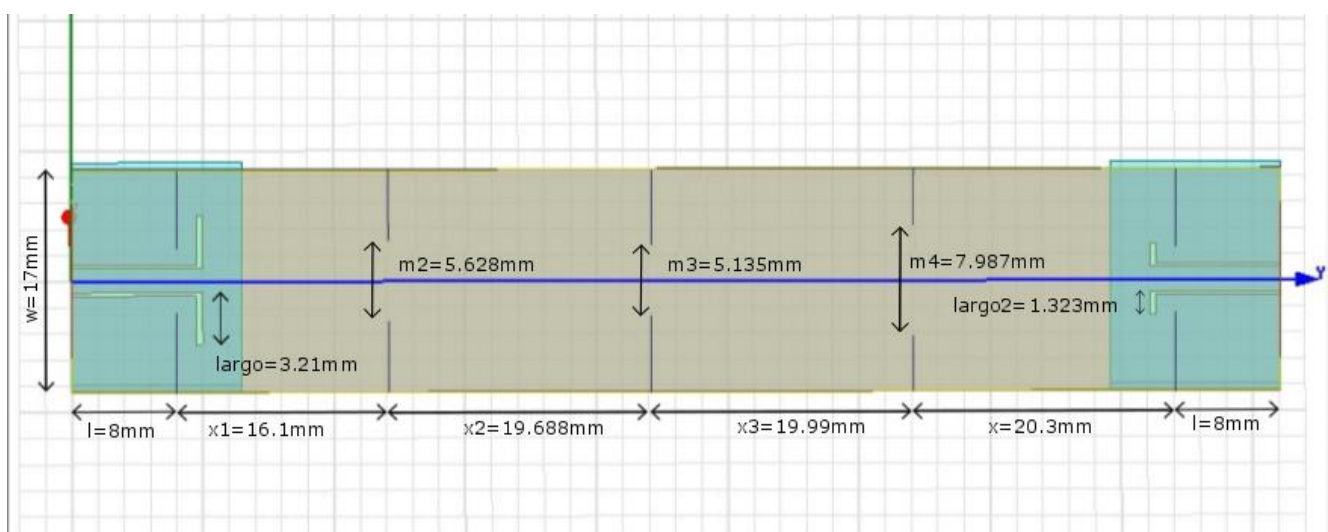


Figura 4.8: Primera optimización del filtro de la banda central.

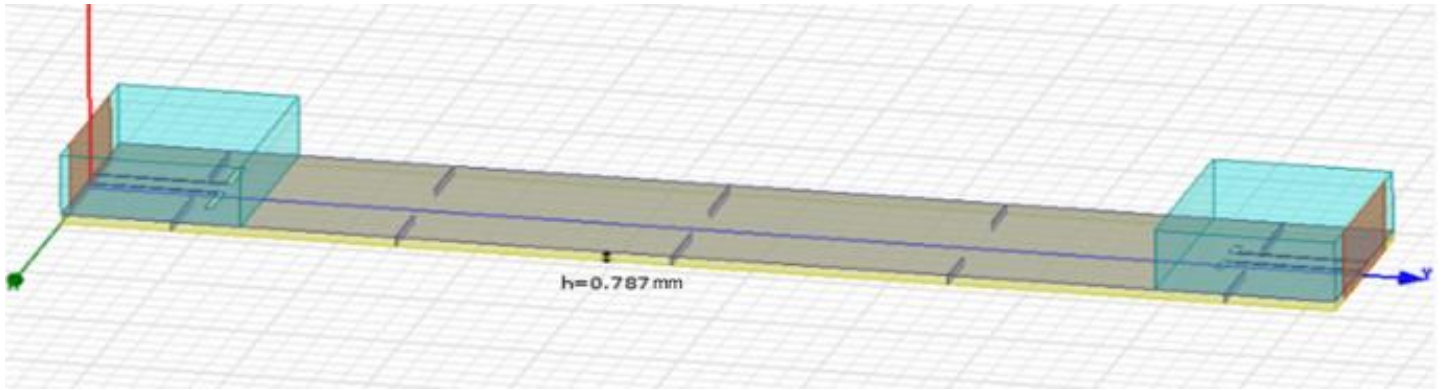


Figura 4.9: Primera optimización del filtro de la banda central (vista lateral).

### 4.3.2 Segundo ajuste

Una vez optimizada, y teniendo una idea aproximada de las medidas de las cavidades para conseguir la respuesta deseada, ponemos todos los resonadores (excepto el 8) de misma longitud ( $x_1 = x_2 = x_3 = x_4 = 20 \text{ mm}$ ) y misma anchura ( $w = 17 \text{ mm}$ ). Como no podemos modelar ya la frecuencia con las dimensiones, se va variando con unas vías en su interior.

Se han puesto cuatro vías en cada resonador, menos en el resonador 8, que no se han puesto ninguna, ya que seguimos pudiendo variar su frecuencia de resonancia cambiando sus dimensiones, y en el resonador 11, conectado con el puerto 2, que sólo tiene dos vías. El motivo de omitir algunas vías es evitar interacciones no deseadas con las estructuras de acoplamientos de entrada.

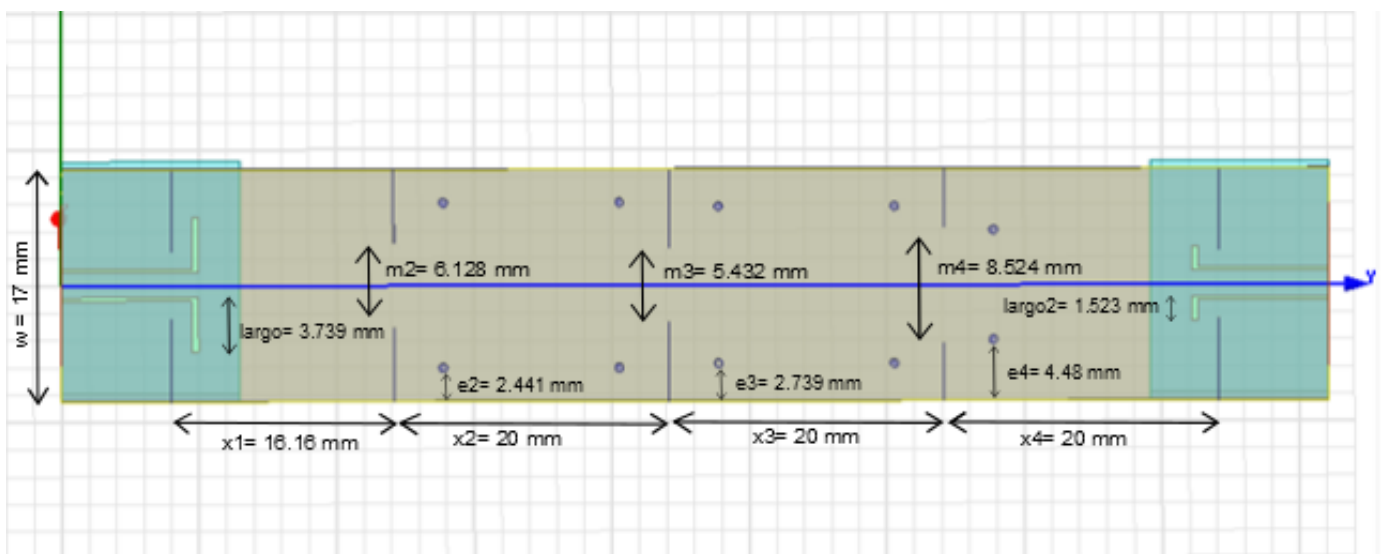


Figura 4.10: Segunda optimización del filtro de la banda central.

La respuesta es la siguiente:

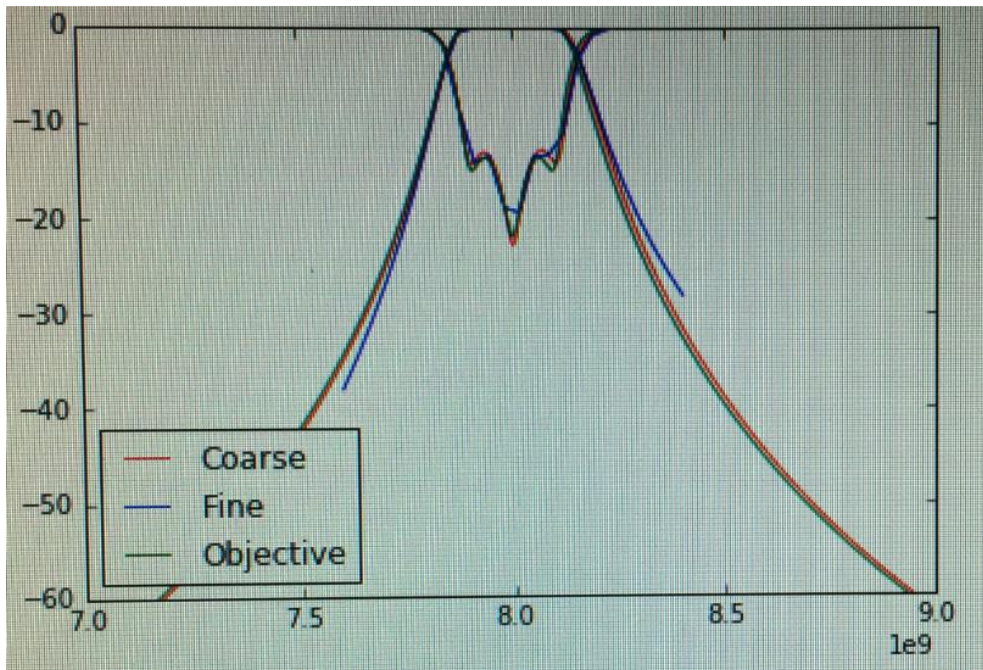


Figura 4.11: Respuesta de la primera optimización del filtro de la banda central.

La norma del vector de errores del modelo grueso es 0.0142 y la del de correcciones del modelo fino es 0.0320 mm.

### 4.3.3 Tercer ajuste

En esta ocasión, he pasado el filtro a tecnología SIW, con el fin de comprobar cómo afectaba a la respuesta el hecho de que ahora las paredes estuvieran hechas de vías metálicas.

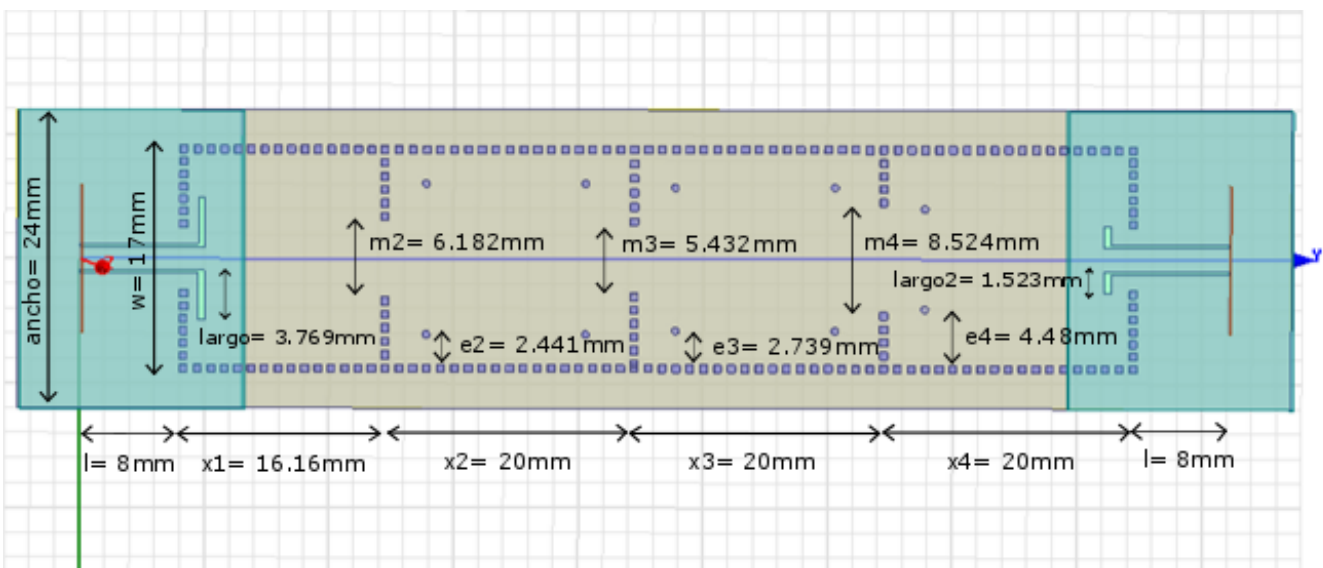


Figura 4.12: Filtro de la banda central en tecnología SIW (sin optimizar).

Los taladros tienen un diámetro de 0.6 mm y la separación entre ellos es de 0.2 mm.

Como se puede observar, la respuesta se desplaza hacia frecuencias más altas, indicando que sus tamaños efectivos son ligeramente más pequeños.

Este es el resultado de dos efectos contrapuestos:

- Las paredes de las vías pueden ser penetradas por los campos, puesto que no son continuas.
- Las dimensiones que se han considerado toman como referencia el centro de las vías, por lo que su radio reduce el tamaño.

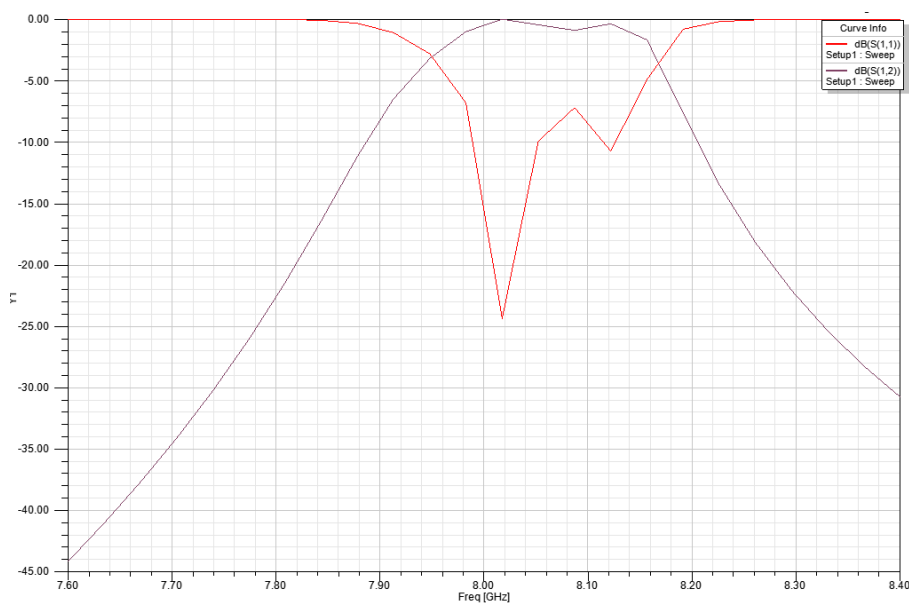


Figura 4.13: Respuesta del filtro de la banda central en tecnología SIW sin optimizar.

## 4.4 Filtro de bajas frecuencias

En cuanto al filtro de bajas frecuencias su frecuencia central es 7.7 GHz y tiene un ancho de banda de 0.5 GHz. El procedimiento de diseño es análogo, empezando por la obtención de su respuesta óptima u objetivo:

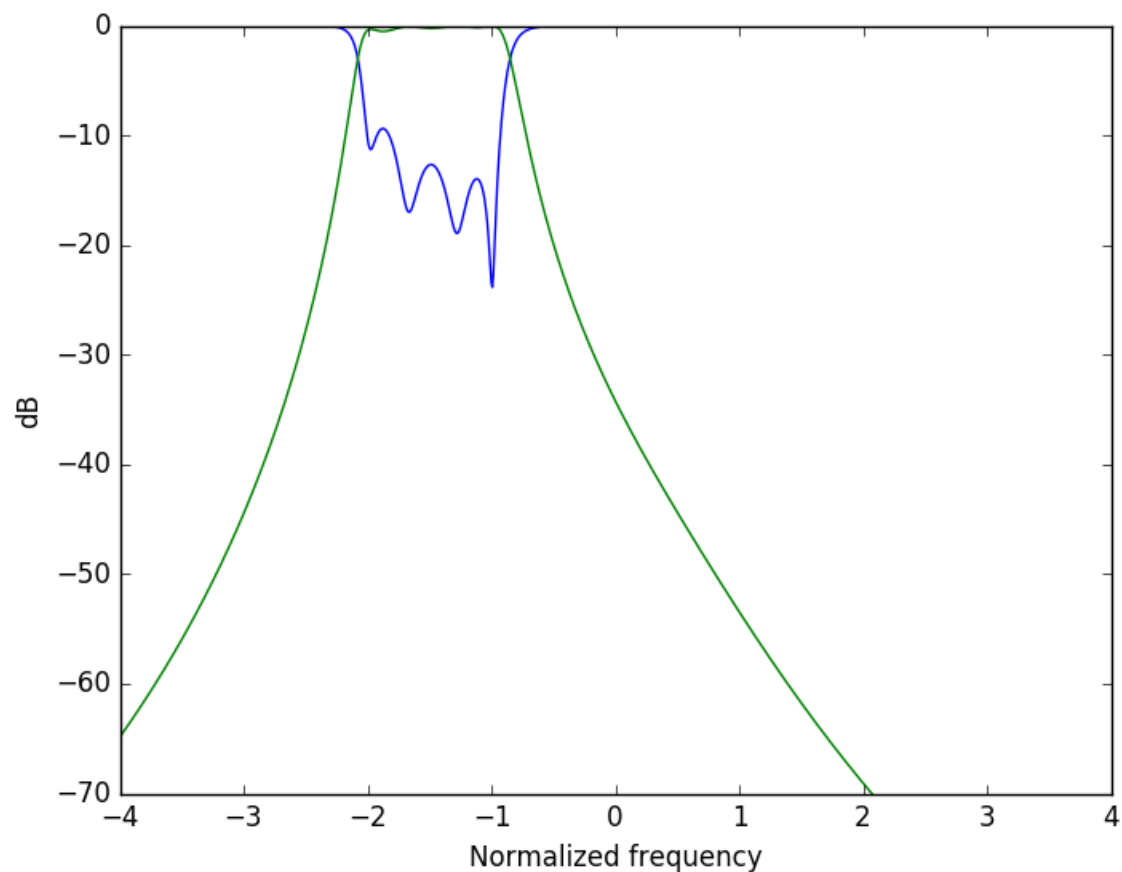
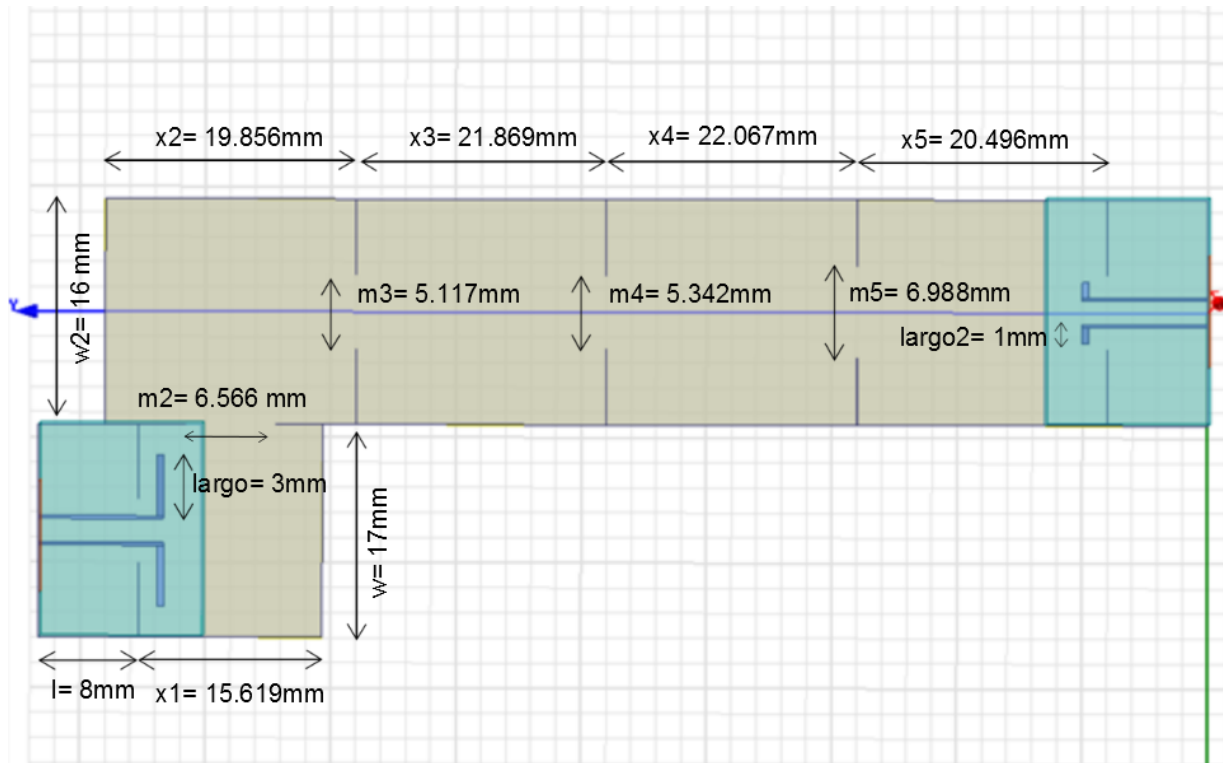


Figura 4.14: Respuesta normalizada del del canal de baja frecuencia.

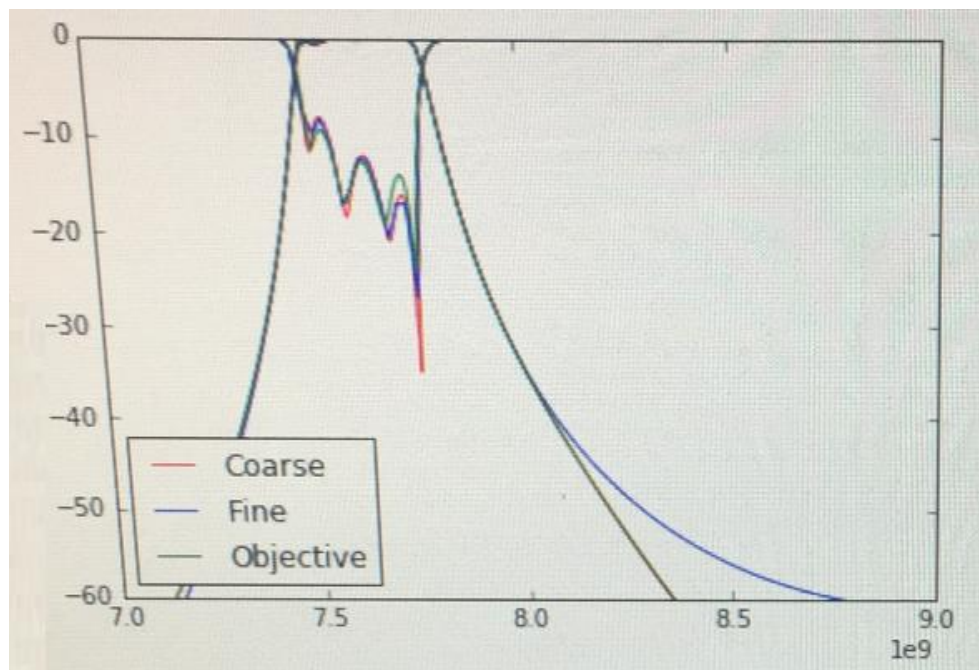
### 4.4.1 Primer ajuste

Al igual que hemos hecho en el filtro anterior, antes de utilizar tecnología SIW, utilizamos paredes planas, para que cada simulación sea más rápida y por lo tanto su optimización también.





Para este primer ajuste, la respuesta que se ha obtenido es:



Para esta optimización, la norma euclídea del vector de errores del modelo grueso es 0.0558 y la de correcciones del modelo fino es 0.0542 mm.

#### 4.4.2 Segundo ajuste

De nuevo, ponemos todas las cavidades ( $x_2$ ,  $x_3$ ,  $x_4$ ,  $x_5$ ) con un ancho de 20mm y modelamos su frecuencia de resonancia con taladros en su interior, con las mismas salvedades del otro filtro.

Una vez optimizado, sus dimensiones son:

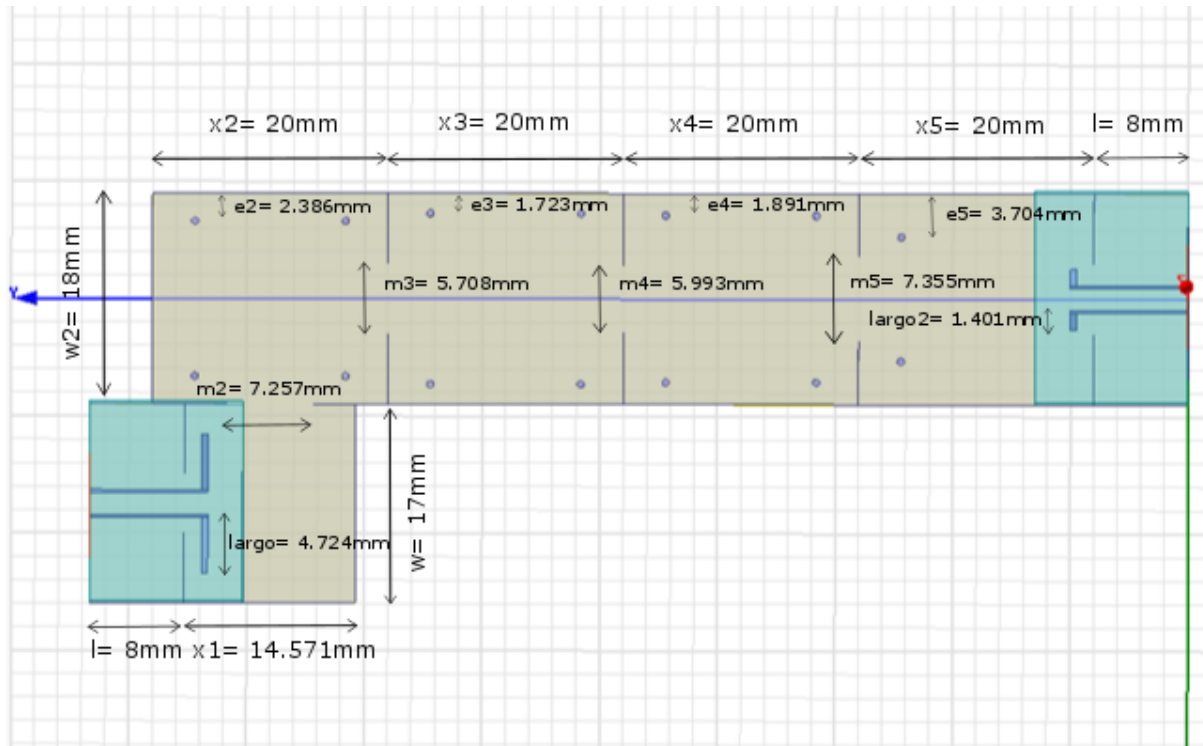


Figura 4.17: Segunda optimización del filtro de la banda de frecuencia baja.

Debido a las frecuencias con las que estamos trabajando en este filtro, las cavidades son mayores que el filtro de frecuencias altas y el de frecuencias centrales.

No podemos decir que el resonador 8 (el que comparten los tres filtros) por separado sea el mismo y se comporte igual, ya que, según el filtro, ese resonador tiene el acoplamiento en un lado o en otro. Además, está saliendo de tamaños muy dispares dependiendo del filtro. En cualquier caso, su comportamiento también será diferente dentro del triplexor completo, ya que entonces todos los acoplamientos estarán presentes simultáneamente.

En la Figura 4.18 está la respuesta optimizada de este filtro, en el que, aunque no parezca, las normas son bajas. La del vector de errores es 0.0774, y la de correcciones del modelo fino 0.0260 mm. La aparente discrepancia de la respuesta del modelo fino es debida a que utilizamos menos puntos de frecuencia en ella, ya que su simulación es más costosa.



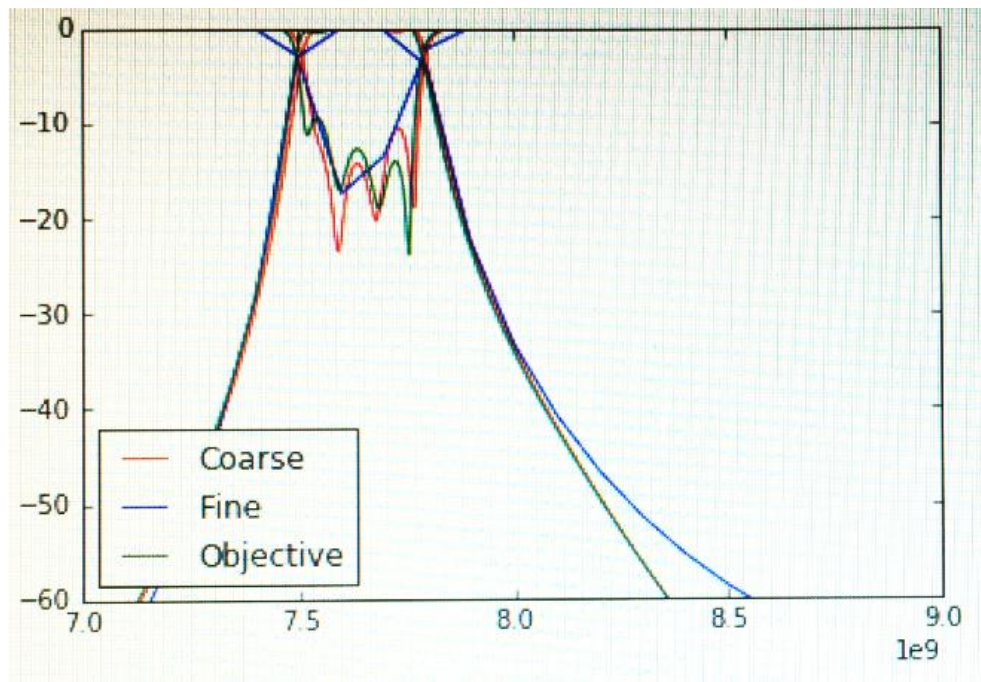


Figura 4.18: Respuesta de la segunda optimización del filtro de la banda de frecuencia baja.

## 4.5 Parte lateral de altas frecuencias

Por último, en el caso del filtro del canal de banda alta, la frecuencia central es 8.3 GHz y su ancho de banda, de nuevo, es 0.5 GHz

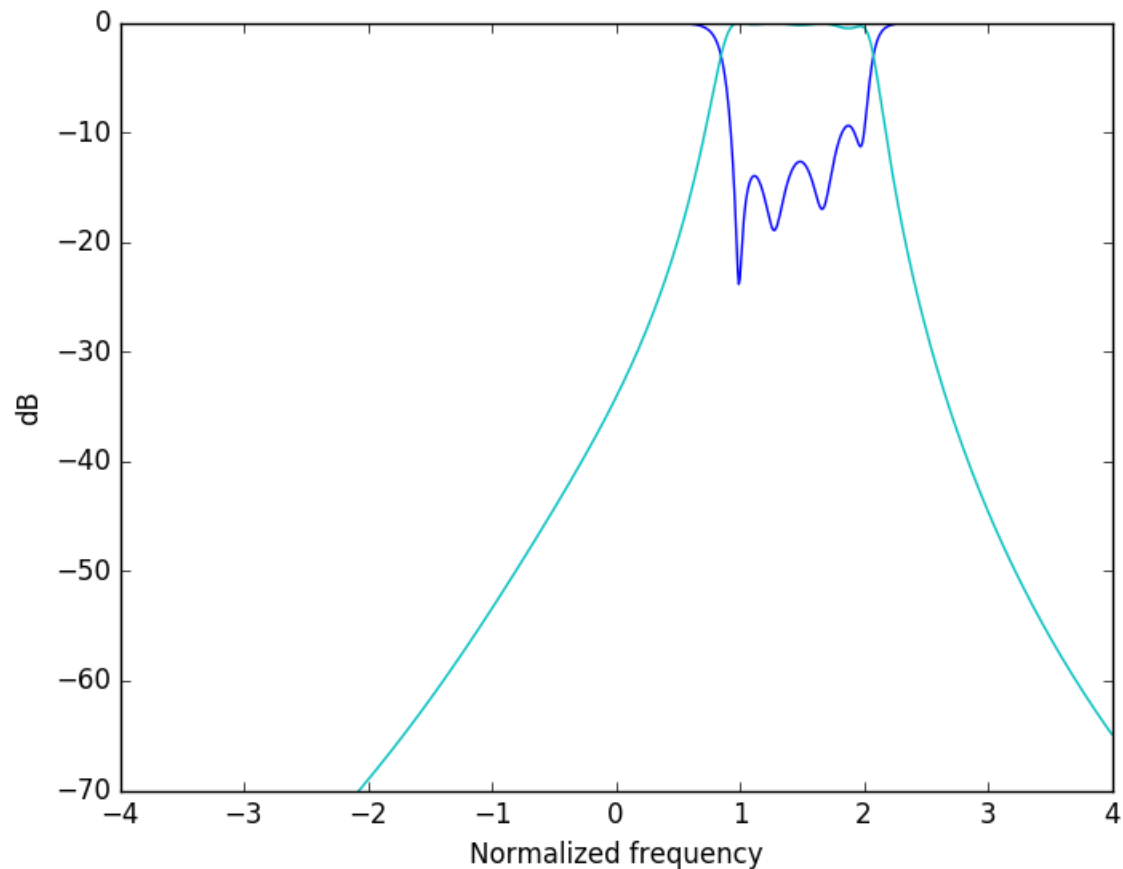


Figura 4.19: Respuesta normalizada del del canal de baja frecuencia.

### 4.5.1 Primer ajuste

Repetimos lo mismo que en los filtros anteriores. Como se puede observar en las dimensiones de la primera optimización, cuantos mayores sean las frecuencias de resonancia de cada resonador, más pequeñas serán sus dimensiones.

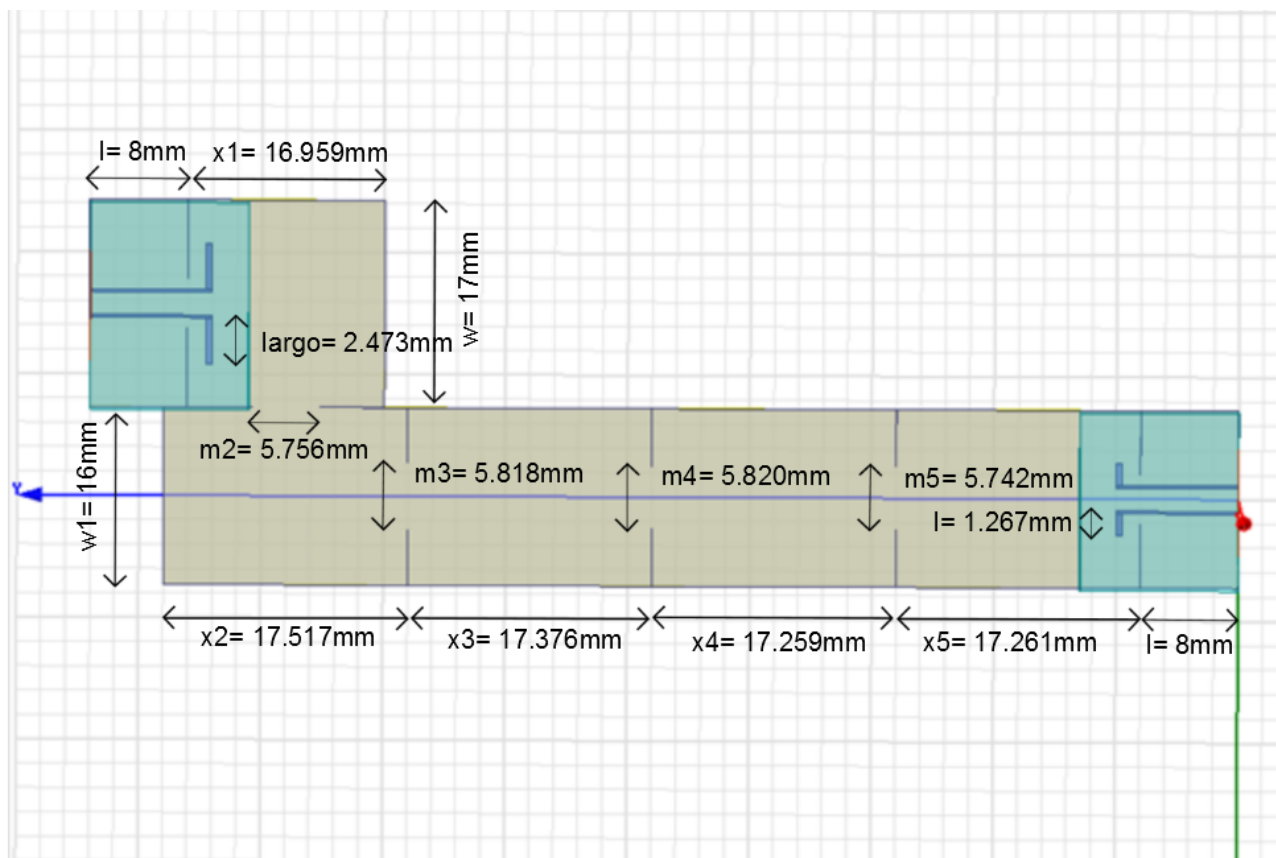


Figura 4.20: Primera optimización del filtro de la banda de frecuencia alta.

La respuesta óptima que se ha conseguido es:

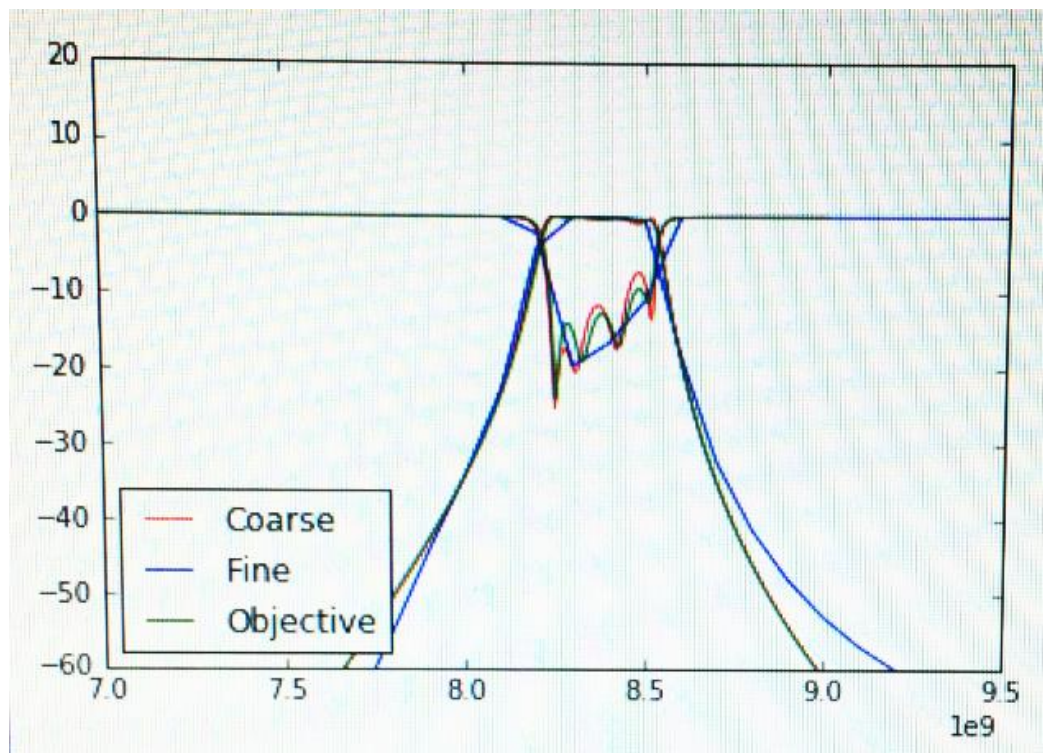


Figura 4.21: Respuesta de la primera optimización del filtro de la banda de frecuencia alta.

Al igual que pasa en el filtro de frecuencias bajas, la repuesta del modelo fino es en apariencia diferente de las demás, pero esto es debido al menor número de muestras de frecuencia. Aun así, este modelo tiene una norma del vector de correcciones de 0,0305 mm, mientras que la del vector de errores del modelo grueso es 0.1074. Como puede verse, es algo peor que en las otras optimizaciones, lo que puede llegar a observarse en la Figura 4.21, si se compara la respuesta gruesa con la respuesta objetivo.

## 4.5.2 Segundo ajuste

Volvemos a fijar las dimensiones de los resonadores, pero esta vez  $w=16\text{mm}$  por que se ha visto en el primer ajuste que éstos deben tener un tamaño más reducido en comparación con los de los dos filtros anteriores.

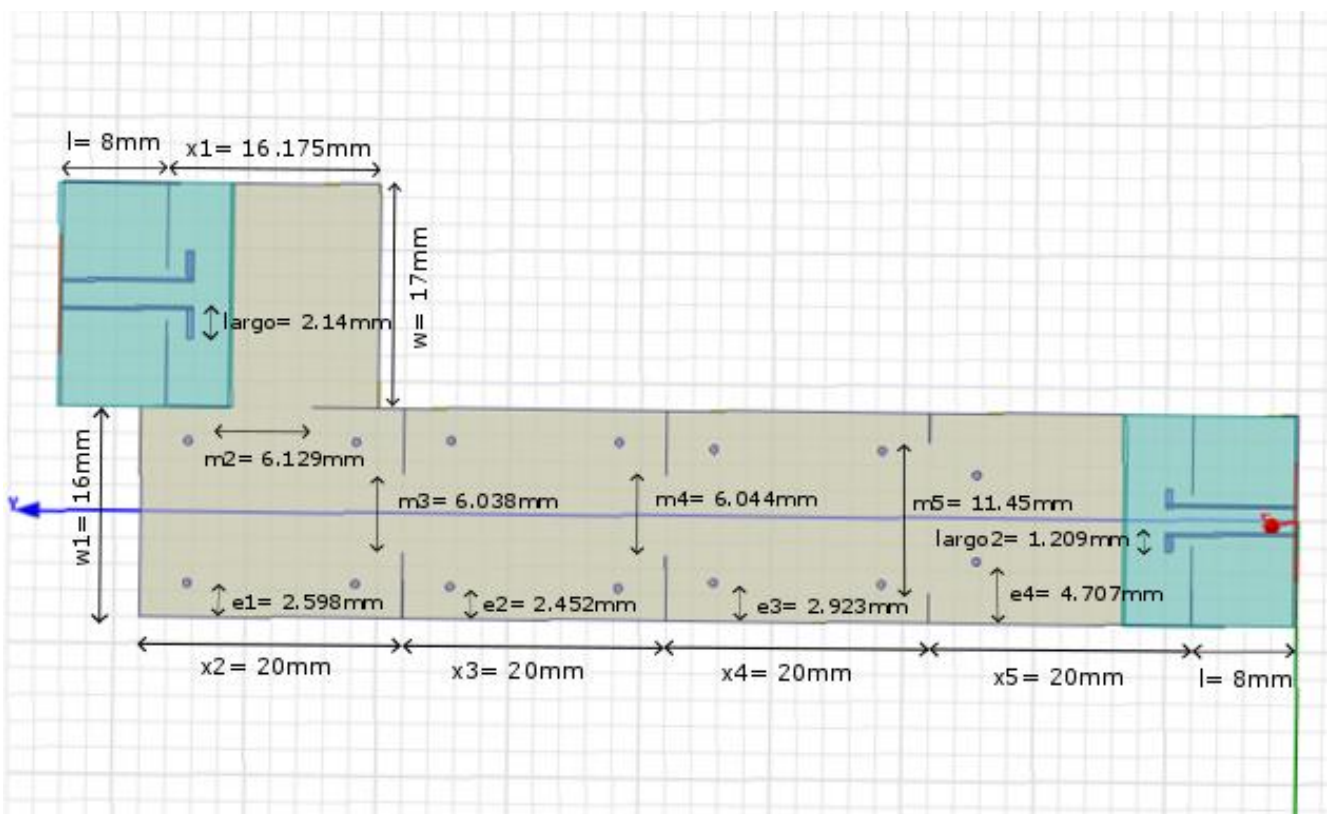


Figura 4.22: Segunda optimización del filtro de la banda de frecuencia alta.

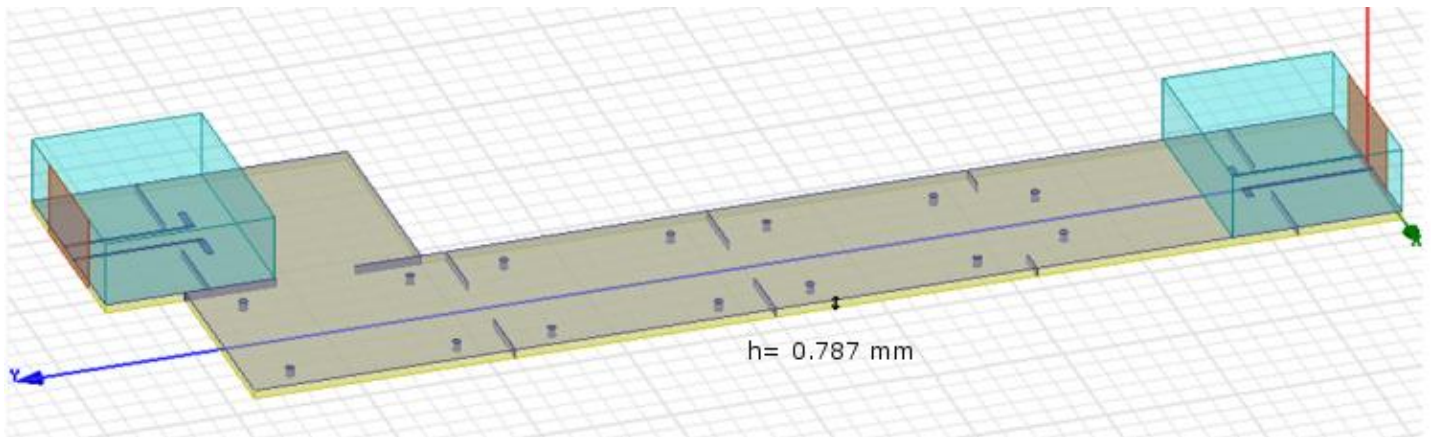


Figura 4.23: Segunda optimización del filtro de la banda de frecuencia alta (vista lateral).

La respuesta que se obtiene con esas medidas es:

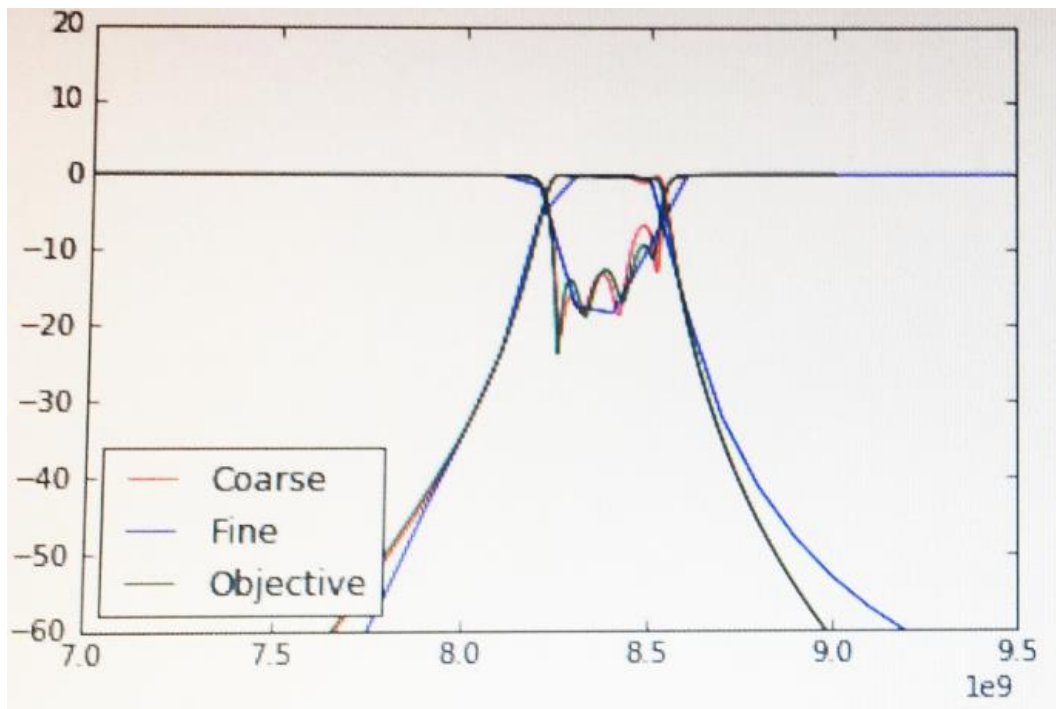


Figura 4.24: Respuesta de la segunda optimización del filtro de la banda de frecuencia alta.

Algo mejor que el primer ajuste, ya que la norma del vector de errores del modelo grueso es 0.0774, y la de correcciones del modelo fino 0.0260 mm.

## 4.6 Triplexor

### 4.6.1 Optimizaciones y simulaciones sin pérdidas

Una vez tenemos cada canal optimizado por separado, los juntamos. El primer diseño corresponde a una estructura con paredes sólidas, con las dimensiones obtenidas de los diseños parciales.

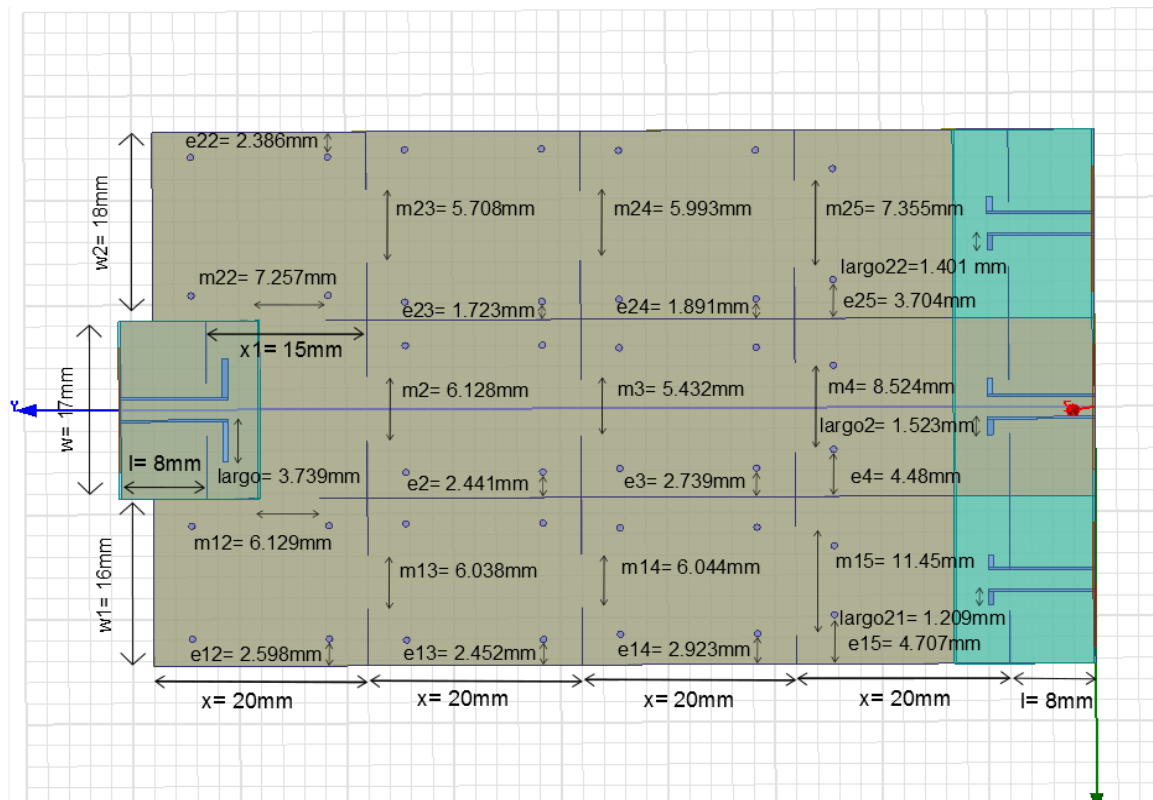


Figura 4.25: Triplexor sin optimizar.



La simulación directa de la estructura mostrada, sin haber optimizado antes, es la siguiente:

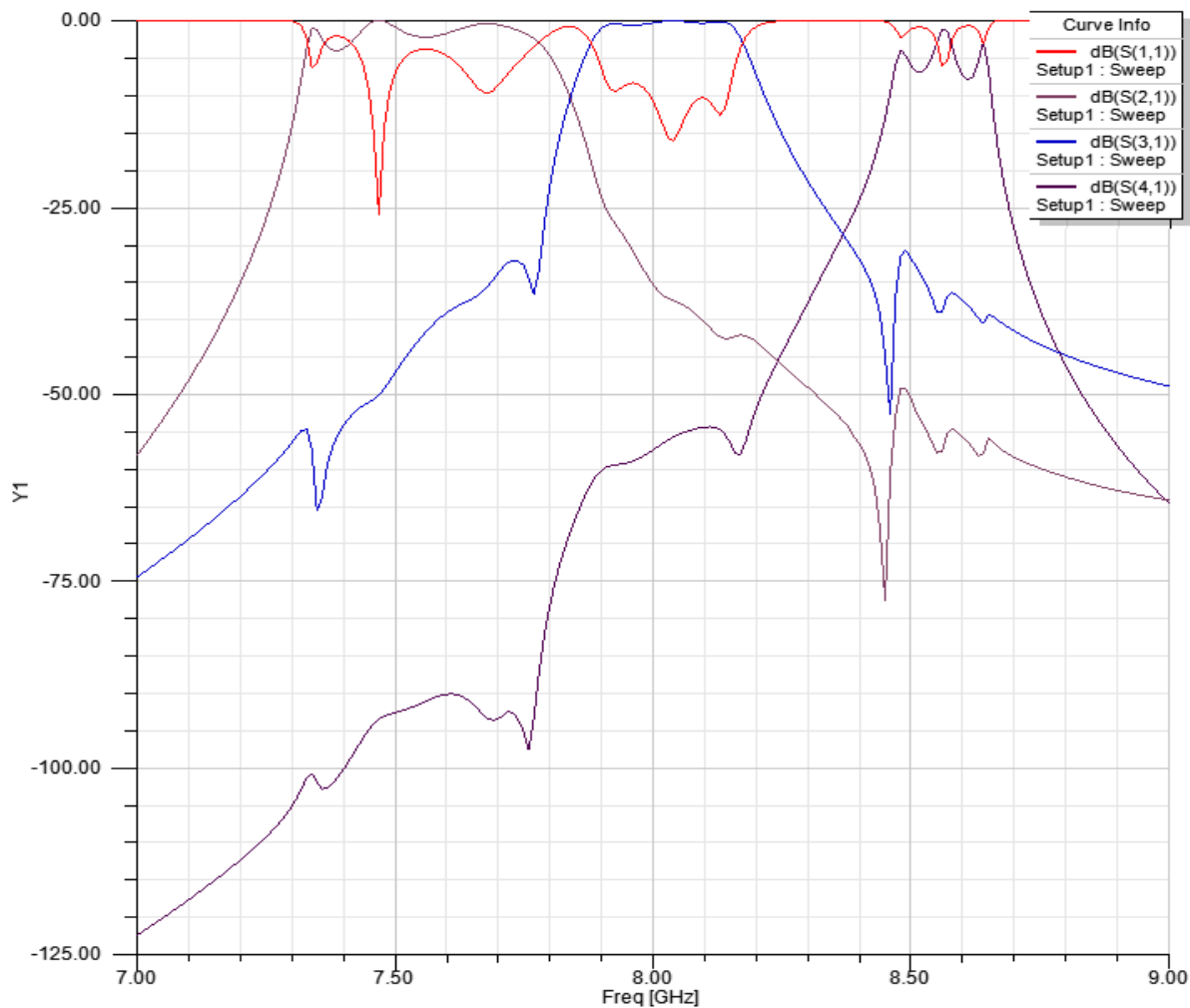


Figura 4.26: Respuesta del triplexor sin optimizar.

Analizando la respuesta podemos observar que el valor del rizado no se mantiene constante, y mucho menos está alrededor de los 18 dB especificados. Además, el parámetro de reflexión en el puerto común es asimétrico respecto a la frecuencia central (8 GHz), con la banda de paso del canal superior notablemente más estrecha. En definitiva, la respuesta en frecuencia dista mucho de la matriz objetivo y está lejos de cumplir las especificaciones.

Sin embargo, la estructura obtenida se utiliza como punto de partida de un ajuste final del triplexor completo. Por esa razón procedemos a su optimización, pero antes se ha tenido que modificar el software que utilizamos para ello, ya que había que adaptarlo para pasar de extraer matrices de acoplamientos de filtros a matrices de triplexores, con cuatro puertos.

Antes de empezar a optimizar el triplexor hay que incluir también los acoplamientos entre los resonadores 5-9 y 9-13, presentes en la matriz de acoplamientos objetivo, y necesarios porque aumentan el aislamiento entre canales (haciendo que, por ejemplo, el nivel de  $S_{10}$  sea más bajo en la banda del canal central). La topología de la red resultante se muestra en la figura:

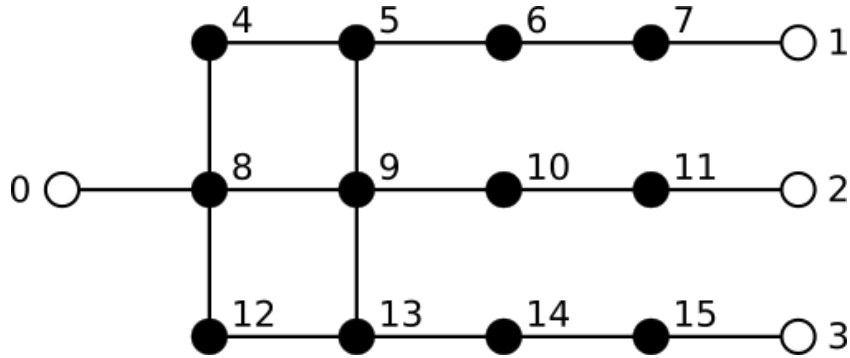


Figura 4.27: Diagrama de nodos y acoplamientos del triplexor.

Por lo tanto, tras la optimización, el triplexor completo queda de la siguiente manera y con estas dimensiones:

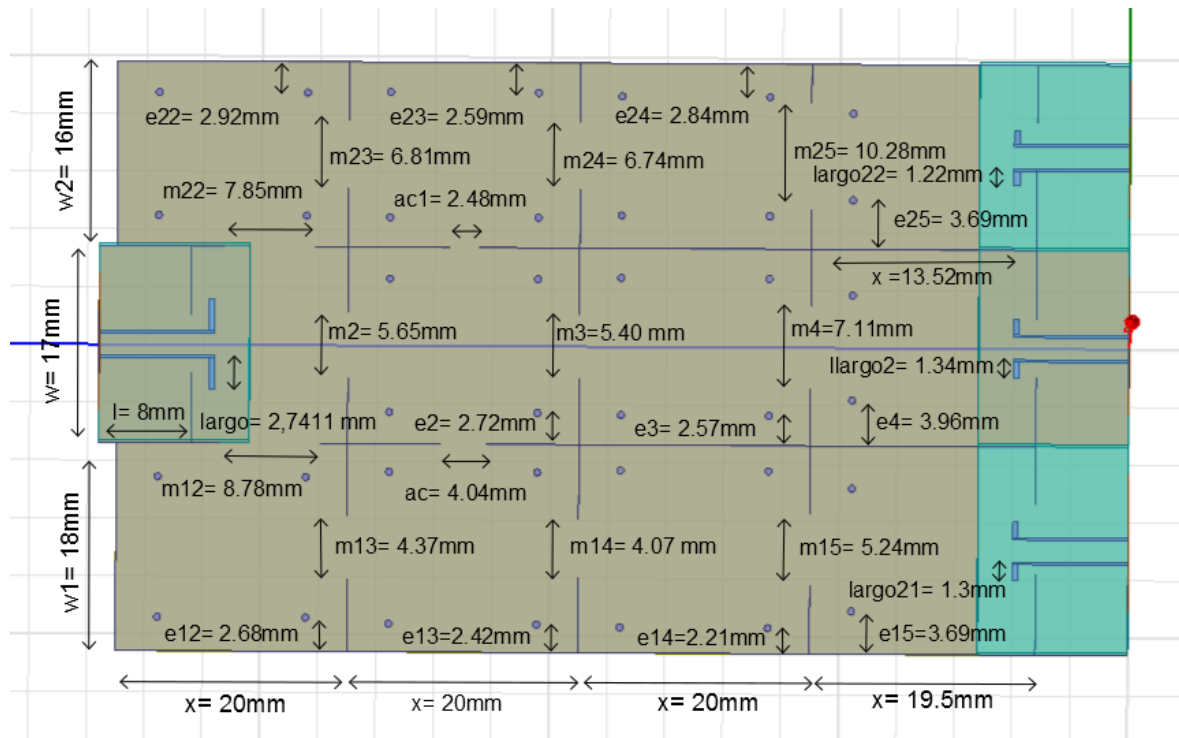


Figura 4.28: Triplexor con paredes planas optimizado.



La respuesta de la optimización es:

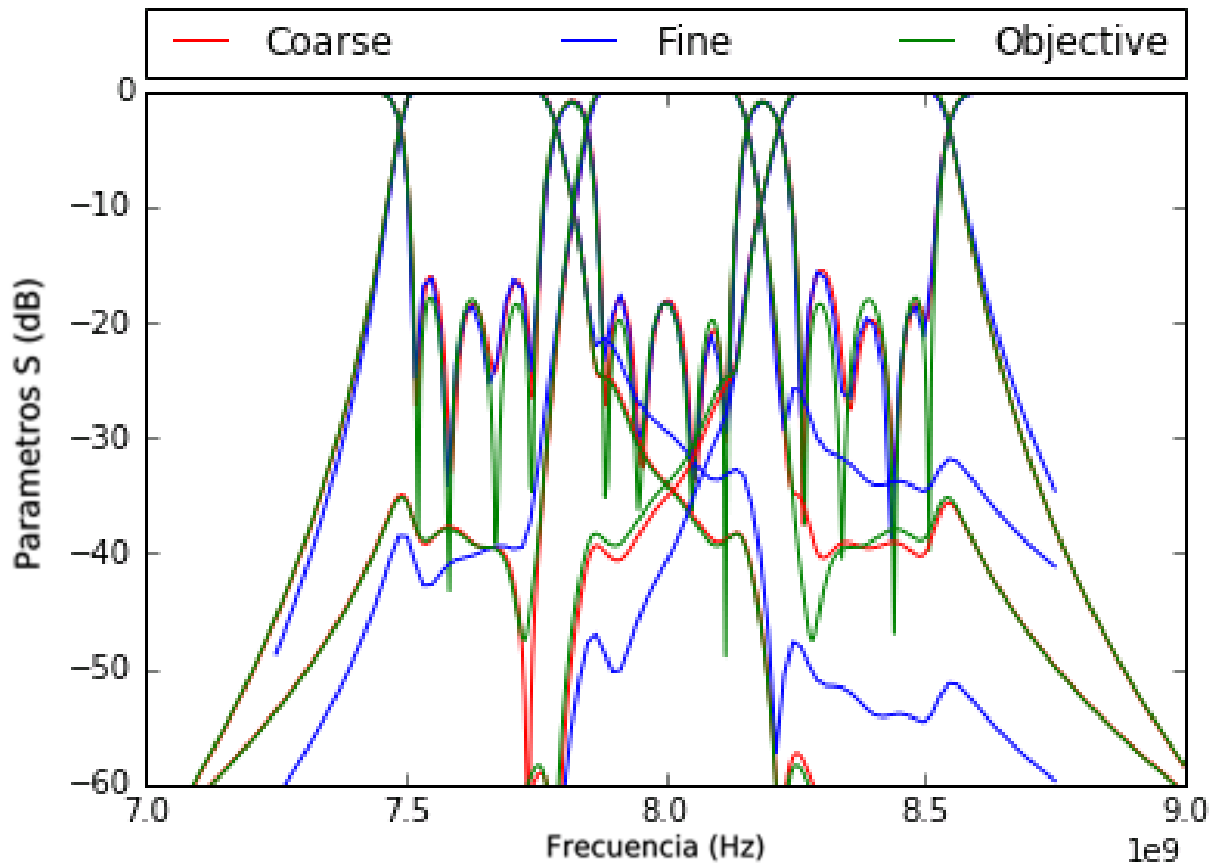


Figura 4.29: Optimización del triplexor con paredes planas.

Ahora, la norma del vector de errores del modelo grueso es 0.0989 y la de correcciones del modelo fino 0.0051 mm.

Para evaluar estos valores hay que tener en cuenta que ahora, en el caso del triplexor completo, el número de parámetros de cada modelo (es decir su dimensión) es 29, mucho mayor que en los casos de los filtros aislados, por lo que el error de cada coeficiente es muy pequeño.

Nótese especialmente que la norma el vector de correcciones es de unas 5  $\mu\text{m}$ , con lo que la corrección de cada coeficiente será aún menor. Este error está por debajo de las tolerancias de cualquier proceso de fabricación razonable.

En resumen, se ve claramente que se han solventado los errores que salían antes de la optimización.

Por último, se pasa el triplexor a tecnología SIW y se optimiza. El resultado es el siguiente:

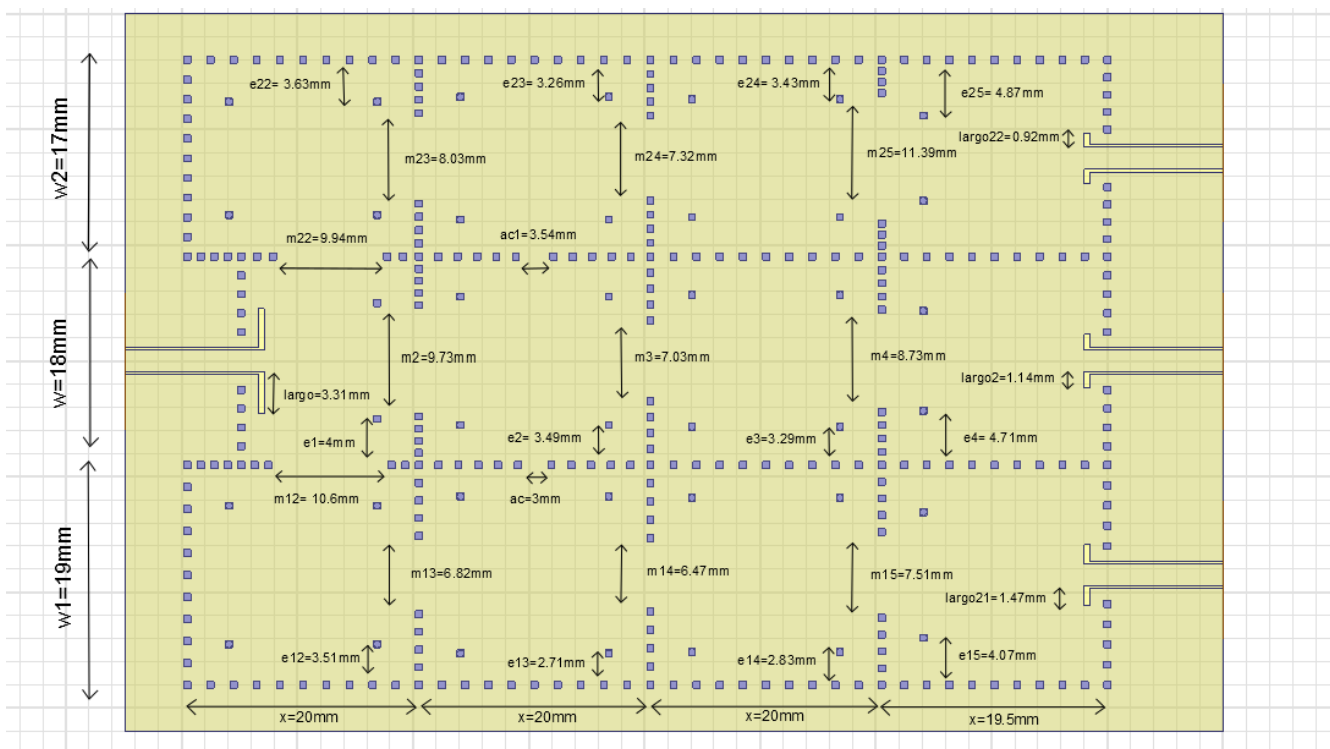


Figura 4.30: Triplexor con tecnología SIW optimizado.

Y la respuesta de la optimización:

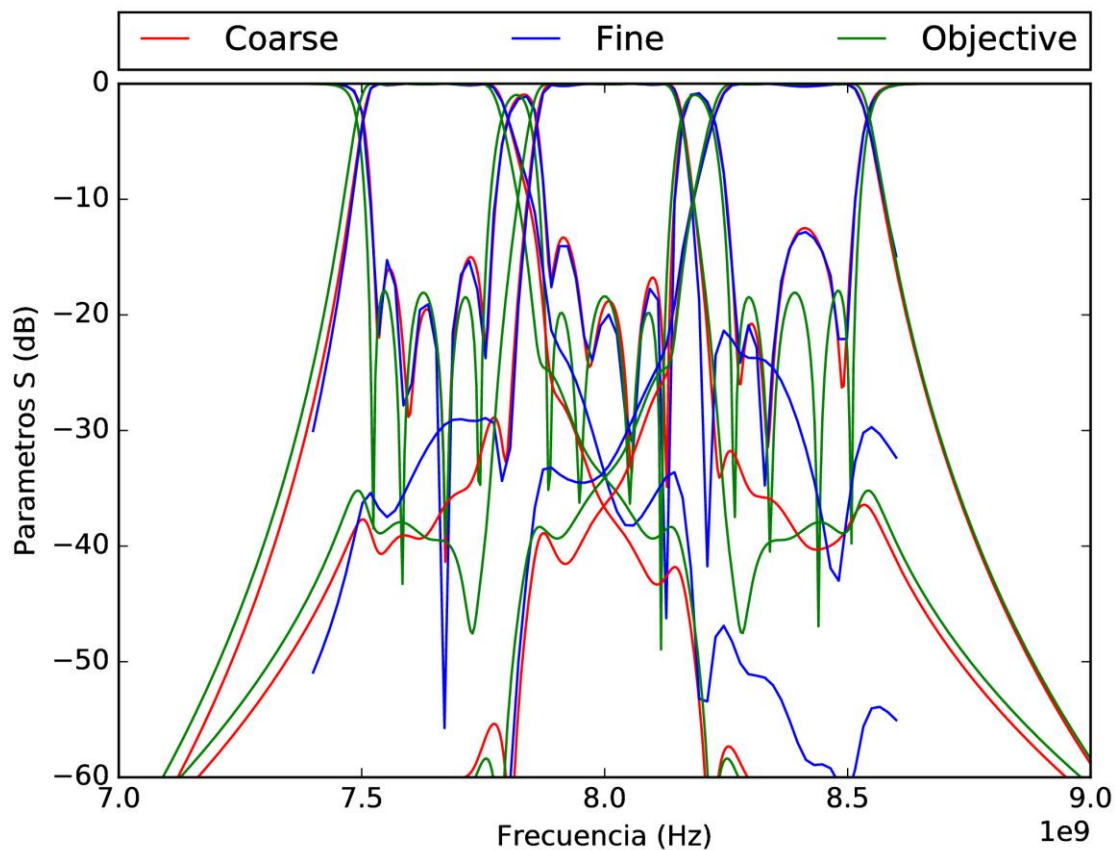


Figura 4.31: Optimización del triplexor con tecnología SIW.

En la optimización, la norma del vector de errores del modelo grueso es 0.2521 y la de correcciones del modelo fino 0.09947mm.

## 4.6.2 Simulaciones con pérdidas

La optimización descrita ha sido llevada a cabo considerando una estructura sin pérdidas, tanto en el dieléctrico como en los conductores. La simulación correcta de la red requiere incluir las pérdidas correspondientes a los materiales. En el caso de los conductores, se ha considerado que todos ellos son cobre (con conductividad  $\sigma = 5,8 \times 10^7 \text{ S/m}$ ), incluyendo las metalizaciones superior e inferior y también las vías. En cuanto al dieléctrico se trata de Rogers RT/Duroid 5880, con permitividad relativa  $\epsilon_r = 2,2$  y tangente de pérdidas  $\tan\delta = 0,0009$ .

Los resultados de la simulación con pérdidas se muestran en la Figura 4.32:

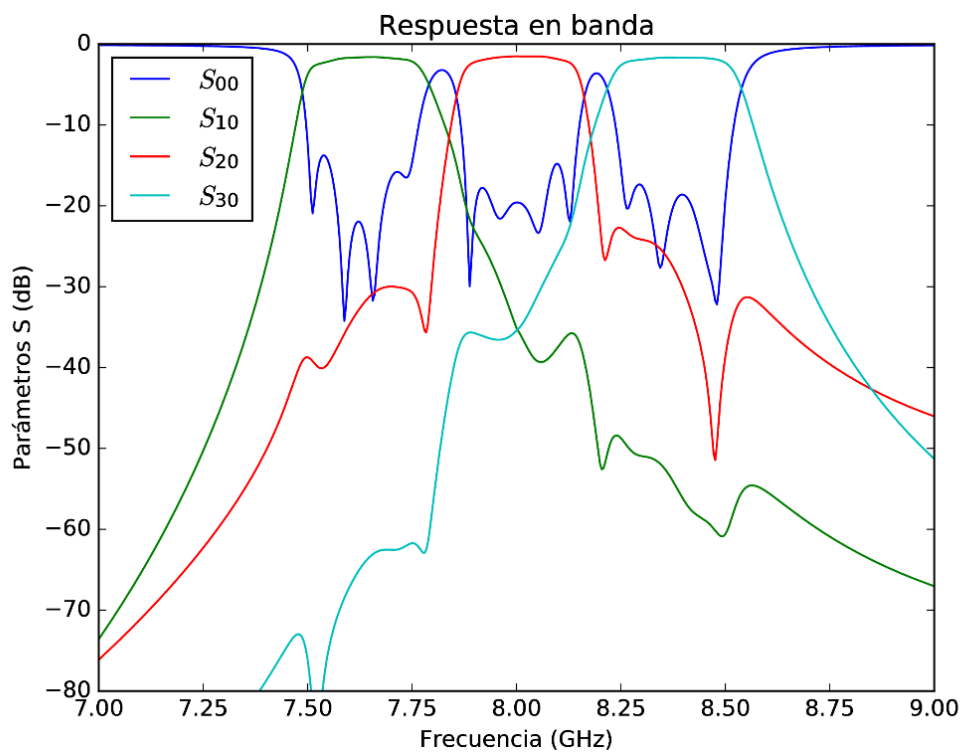


Figura 4.32: Optimización del triplexor con tecnología SIW y pérdidas.

Como era de esperar, el principal efecto que se puede observar es un aumento de las pérdidas de inserción en las bandas de paso, aunque adicionalmente se observa una variación de las pérdidas de retorno, que mejoran ligeramente (lo cual justifica que el diseño final sin pérdidas no fuera perfectamente equirrizado).

La posición de las bandas es exactamente la misma de modo que las especificaciones del triplexor siguen cumpliéndose, excepto el nivel de pérdidas de retorno, de unos 16 dB en los canales inferior y central. En el canal superior las pérdidas son mejores de 18 dB. Este error en las pérdidas de retorno está asociado a incertidumbres de las dimensiones físicas del orden de pocas centésimas de milímetro, por lo que estarían por debajo de las tolerancias de muchos procesos de fabricación. Nótese también los aislamientos entre canales, mejores que 22 dB en cualquier caso.

Las pérdidas en la banda de paso se pueden observar con más detalle en la Figura 4.33, que consiste en un detalle de la anterior. Como se puede observar, las mínimas pérdidas de inserción en las bandas de paso son mejores que 1,66 dB. También se puede ver que el nivel de pérdidas es ligeramente menor en el caso de la banda central. Esto es debido a que las señales de esa banda sólo necesitan recorrer cuatro resonadores, frente a los cinco de las otras dos.

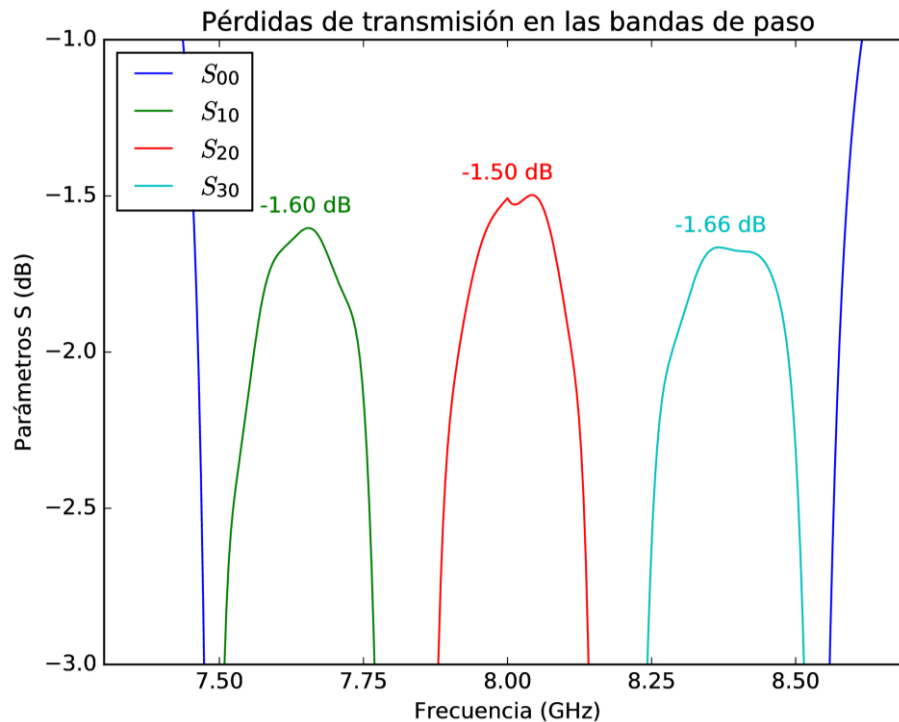


Figura 4.33: Pérdidas de transmisión en las bandas de paso.

Por último, la siguiente gráfica muestra la respuesta en banda ancha:

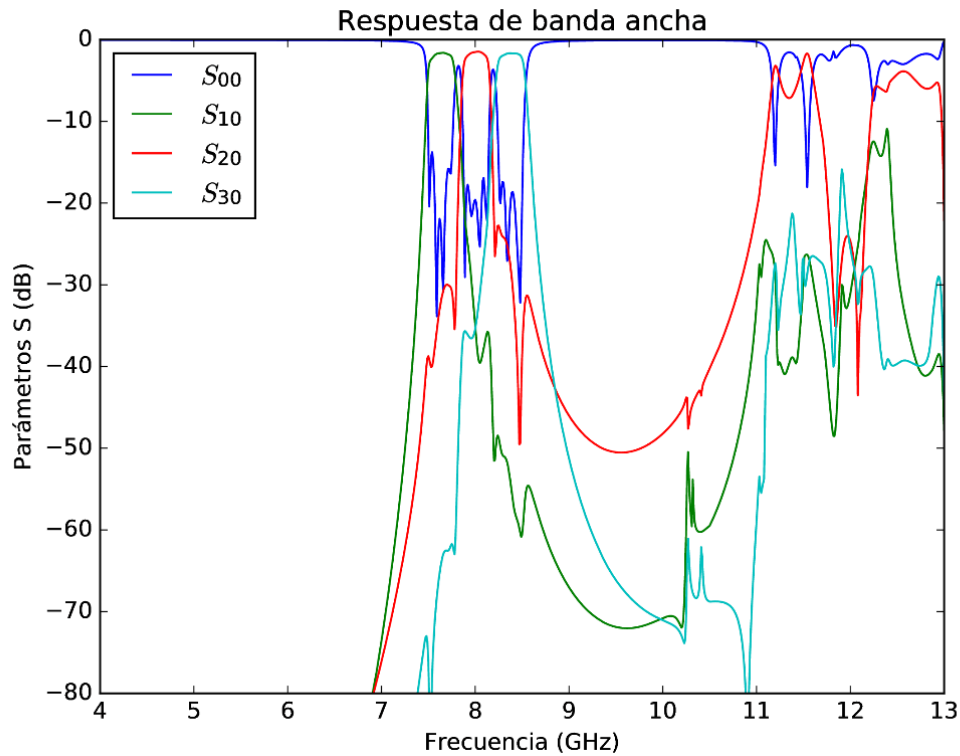


Figura 4.34: Respuesta en banda ancha.

Algunas características notables que se observan en dicha gráfica son las siguientes:

- No hay transmisión en absoluto a frecuencias menores que las de diseño, puesto que las guías están al corte.
- Las bandas superiores espurias aparecen por encima de 11 GHz. Estas bandas se deben a los modos TE<sub>102</sub> y TE<sub>201</sub> de los resonadores rectangulares. De hecho, en la curva de  $S_{20}$  es posible observar dos bandas (por encima y por debajo de 12 GHz, respectivamente), correspondientes a cada uno de esos dos modos.
- La disposición de acoplamientos del resonador 8 hace que las bandas espurias de los canales inferior y superior estén bastante atenuadas. En efecto, la geometría de los modos TE<sub>102</sub> y TE<sub>201</sub> hace que, idealmente, un mismo modo no pueda acoplarse a dos acoplamientos a 90° (uno de los acoplamientos será cero). En la práctica, uno de estos acoplamientos será bajo, aunque no nulo.

# Capítulo 5

## Conclusiones finales de los resultados obtenidos y líneas futuras

---

### 5.1 Conclusiones

Se ha conseguido diseñar un triplexor, novedoso en dos aspectos:

- Por un lado, se trata de un triplexor compacto, en el que toda la estructura está formada por resonadores acoplados, eliminado la necesidad de una red de combinación, pero añadiendo complejidad en el proceso de diseño.
- Además, se han utilizado resonadores rectangulares en tecnología SIW.

La tecnología SIW permite la **reducción del coste de fabricación** puesto que se utilizan materiales y técnicas de fabricación propias de circuitos planos. A esto hay que sumarle **que el peso y el tamaño se reducen**, comparándolo con los fabricados con otras estructuras tridimensionales como las guías de onda, especialmente si es necesario incluir una red de combinación.

Como he mencionado anteriormente, cuando se ha simulado el triplexor añadiéndole pérdidas, las **prestaciones que se han conseguido son muy buenas**, con un factor de calidad de los resonadores estimado próximo a  $Q_0 = 1000$ . Este valor puede compararse con lo que se obtendría con resonadores en guía de onda ( $Q_0 = 3000$ ), siendo bastante mayor de los valores propios de tecnologías planas como microstrip ( $Q_0 = 200$  a lo sumo).

Además, la tecnología SIW hace posible un control de las resonancias y de los acoplamientos incluyendo geometrías complejas, con resultados tan buenos como en el caso de guías de onda, lo que permite implementar redes con **topologías complejas y orden elevado**, como la diseñada.

Como consecuencia de dicha topología de acoplamientos entre un elevado número de resonadores, y el hecho de que sea necesario el uso de un simulador de onda completa, muy costoso computacionalmente, se hace imprescindible el uso de **herramientas de optimización avanzadas**, que utilicen el conocimiento previo sobre la red y no traten de ajustar ciegamente las dimensiones de la red.

## 5.2 Líneas futuras de investigación

Como líneas futuras de investigación para la ampliación de este proyecto podemos destacar las siguientes:

- En este proyecto se ha realizado el estudio y diseño de un triplexor compacto en tecnología de guía integrada en sustrato. Así pues, un paso más sería la construcción de una estructura multicapa, es decir con varios niveles en vertical. Para esto hace falta añadir más resonadores, posicionarlos unos encima de otros y acoplarlos entre sí, de modo que se creen múltiples caminos para la propagación de energía pudiendo controlar la interacción entre los distintos canales. Esto lleva aparejados nuevos problemas, como el estudio de acoplamientos en vertical, y las complicaciones que puede suponer el alineamiento de las distintas capas a la hora de ensamblar la estructura.
- Otra opción interesante es utilizar en la estructura resonadores reconfigurables, ya que la tendencia de los terminales futuros a operar con múltiples servicios y estándares ha llevado a utilizar este tipo de circuitos reconfigurables y adaptables a cada situación. Principalmente, se puede intentar introducir un control electrónico de la frecuencia de resonancia de los resonadores (por ejemplo, mediante varactores o conmutadores).
- Relacionado con lo anterior, puede ser interesante el estudio de mecanismos de ajuste *a posteriori*, que permita una sintonía fina de las frecuencias de resonancia y de los acoplamientos tras la fabricación del dispositivo, de modo que puedan compensarse las tolerancias de fabricación.
- Otro posible caso a estudiar es su realización con resonadores multimodo, viendo ventajas y desventajas de que se estén propagando más de un modo dentro de los resonadores. Con ellos, es posible obtener una red con mayor orden que su número de cavidades físicas, ya que estas soportan más de una resonancia. Por supuesto, a costa de hacer más complejos los mecanismos de acoplamiento (por ejemplo, sería necesario estudiar cómo se acoplan los modos dentro de una misma cavidad).

# Capítulo 6

## Presupuesto, marco regulatorio e impacto socio-económico

---

### 6.1 Presupuesto

En este capítulo se justificarán los costes de realización de este proyecto una vez se ha finalizado, los cuales se dividirán en:

#### 1. Coste de las horas empleadas:

La duración del proyecto ha sido de unos 8 meses, dedicando un tiempo diario de 4 horas (aproximadamente), dan un total aproximadamente de 640 horas invertidas, repartidas de la siguiente forma:

Actividad	Horas
Obtención de documentación	50
Aprendizaje del software utilizado	60
Diseño del triplexor	30
Estudio y simulaciones	200
Cambios necesarios en el software	40
Realización de la memoria	230
Tutorías y reuniones	30
<b>Total</b>	<b>640</b>

Tabla 6: Horas empleadas en cada actividad.



Por lo tanto, entre las horas empleadas por el tutor y por el alumno:

$$\text{Alumno (Ingeniero)} = 7,5 \text{ €/hora} \times 500 \text{ horas} = 3750 \text{ €}$$

$$\text{Tutor (Ingeniero Senior)} = 20 \text{ €/hora} \times 140 \text{ horas} = 2800 \text{ €}$$

$$\text{Total} = 3750 \text{ €} + 2800 \text{ €} = 6550 \text{ €}$$

## 2. Coste de los materiales:

La licencia de uso para el software de simulación HFSS nos lo ha proporcionado la universidad y el equipo de mesa no se ha adquirido expresamente para la realización de proyecto, por lo tanto, por ese lado los costes han sido nulos.

Sin embargo, se ha considerado el coste en el supuesto de haber llevado a cabo la inversión, considerando una licencia de HFSS de propósito general (no educativa):

Material	Coste	Factor de utilización	Tiempo de utilización
Equipos (2 ordenadores)	2 × 1000 €	1	5 años
Licencia HFSS	9500 €	0.8	De por vida

Tabla 7: Materiales utilizados durante el proyecto.

$$\text{Presupuesto total} = 18050 \text{ €}$$

6.1.1 Diagrama de Gantt:

ACTIVIDADES	MES 1			MES 2			MES 3			MES 4			MES 5			MES 6			MES 7			MES 8		
Obtención de documentación																								
Aprendizaje del software utilizado																								
Diseño del triplexor																								
Tutorías y reuniones																								
Estudio y simulaciones																								
Cambios necesarios en el software																								
Realización de la memoria																								

## 6.2 Marco regulatorio

El espectro radioeléctrico es una parte del espectro electromagnético, el cual comprende y clasifica las ondas electromagnéticas que circulan entre nosotros, en particular, las que se utilizan para las comunicaciones (radio, teléfono, televisión, internet...).

No todas las frecuencias disponen de las mismas capacidades de cobertura y comportamiento frente al ruido y las interferencias, lo que hace que algunas sean más solicitadas para determinados negocios que otras. Además, hay diferentes tipos de servicios que requieren unas bandas de frecuencias específicas. Por lo tanto, es necesario un marco regulatorio con normativas que minimicen los conflictos que se puedan producir entre los servicios que se oferten en las mismas bandas.

A continuación, una tabla con la distribución del espectro radioeléctrico:

DISTRIBUCIÓN CONVENCIONAL DEL ESPECTRO RADIOELECTRICO					
SIGLA	DENOMINACION	LONGITUD DE ONDA	GAMA DE FRECUENC.	CARACTERISTICAS	USO TÍPICO
<b>VLF</b>	<b>VERY LOW FRECUENCIES</b> Frecuencias Muy Bajas	100.000 m a 10.000 m	3 KHz a 30 KHz	Propagación por onda de tierra, atenuación débil. Características estables.	ENLACES DE RADIO A GRAN DISTANCIA
<b>LF</b>	<b>LOW FRECUENCIES</b> Frecuencias Bajas	10.000 m. a 1.000 m.	30 KHz a 300 KHz	Similar a la anterior, pero de características menos estables.	Enlaces de radio a gran distancia, ayuda a la navegación aérea y marítima.
<b>MF</b>	<b>MEDIUM FRECUENCIES</b> Frecuencias Medias	1.000 m. a 100 m.	300 KHz a 3 MHz	Similar a la precedente pero con una absorción elevada durante el día. Prevalece propagación ionosférica durante la noche.	RADIODIFUSIÓN
<b>HF</b>	<b>HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias Altas	100 m. a 10 m.	3 MHz a 30 MHz	Prevalece propagación ionosférica con fuertes variaciones estacionales y en las diferentes horas del día y de la noche.	COMUNICACIONES DE TODO TIPO A MEDIA Y LARGA DISTANCIA
<b>VHF</b>	<b>VERY HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias Muy Altas	10 m. a 1 m.	30 MHz a 300 MHz	Prevalece propagación directa, ocasionalmente propagación ionosférica o Troposférica.	Enlaces de radio a corta distancia, TELEVISIÓN, FRECUENCIA MODULADA
<b>UHF</b>	<b>ULTRA HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias Ultra Altas	1 m. a 10 cm.	300 MHz a 3 GHz	Solamente propagación directa, posibilidad de enlaces por reflexión o a través de satélites artificiales.	Enlaces de radio, Ayuda a la navegación aérea, Radar, TELEVISIÓN
<b>SHF</b>	<b>SUPER HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias Superaltas	10 cm. a 1 cm.	3 GHz a 30 GHz	COMO PRECEDENTE	LA Radar, enlaces de radio
<b>EHF</b>	<b>EXTRA HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias Extra-Altas	1 cm. a 1 mm.	30 GHz a 300 GHz	COMO PRECEDENTE	LA COMO LA PRECEDENTE
<b>THF</b>	<b>EXTRA HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias Extra-Altas	1 mm. a 0,1 mm.	300 GHz a 3.000 GHz	COMO PRECEDENTE	LA COMO LA PRECEDENTE

Figura 6.1: Distribución convencional del espectro radioeléctrico.

En este proyecto se está trabajando con frecuencias de en torno a los 8 GHz, por lo tanto, con ondas de la banda Super High Frequency, también conocida como la banda centimétrica con un rango de longitud de onda de entre 10 a 1 centímetro. Alternativamente, siguiendo la notación de IEEE, se trata de la parte alta de la banda C (de 4 a 8 GHz) y la parte baja de la banda X (8 a 12 GHz), si bien el límite inferior

de esta última suele considerarse en torno a 7 GHz, por lo que la banda de interés quedaría englobada dentro de la banda X.

Para la gestión del espectro radioeléctrico, hay una serie de normas fijadas a nivel internacional por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT), dentro de su Reglamento de Radiocomunicaciones (RR), aunque los diferentes Estados son los encargados de elaborar y establecer las políticas de utilización, reglamentación y control del uso del espectro a nivel nacional. En el caso de España, el organismo encargado es el Ministerio de Turismo, Energía y Agenda Digital.

La asignación de las distintas bandas de frecuencias del espectro radioeléctrico a distintos servicios está especificada en España en el Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF), siendo dicha asignación a su vez trasposición de lo indicado por el RR de la UIT. La última revisión del CNAF se aprobó en la orden ministerial IET/787/2013 (B.O.E. de 09/05/2013). La banda de frecuencias que nos interesa por ser la banda cubierta por el triplexor (entre 7,5 GHz y 8,5 GHz) coincide prácticamente con una de las bandas especificadas en el CNAF, que se muestra a continuación.

ATRIBUCIÓN A LOS SERVICIOS según el RR de la UIT			ATRIBUCIÓN NACIONAL	USOS	OBSERVACIONES
7250 - 8500 MHz			7250 - 8500 MHz		
Región 1	Región 2	Región 3			
7250 - 7300	FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio-Tierra) MÓVIL		7250 - 7300 FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio-Tierra) MÓVIL	M R M	5.461 UN-58 RADIOENLACES DE ACUERDO CON CANALIZACIÓN UIT-R UN-137 UWB
	5.461				
7300 - 7450	FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio-Tierra) MÓVIL, salvo móvil aeronáutico		7300 - 7450 FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio-Tierra) MÓVIL, salvo móvil aeronáutico	M R M	5.461 UN-58 RADIOENLACES DE ACUERDO CON CANALIZACIÓN UIT-R UN-137 UWB
	5.461				
7450 - 7550	FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio-Tierra) METEOROLOGÍA POR SATÉLITE (espacio-Tierra) MÓVIL, salvo móvil aeronáutico		7450 - 7550 FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio-Tierra) MÓVIL, salvo móvil aeronáutico METEOROLOGÍA POR SATÉLITE (espacio-Tierra)	M R M R	5.461A UN-58 UN-137 UWB
	5.461A				
7550 - 7750	FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio-Tierra) MÓVIL, salvo móvil aeronáutico		7550 - 7750 FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio-Tierra) MÓVIL, salvo móvil aeronáutico	M R M	UN-58 UN-59 RADIOENLACES DE ACUERDO CON CANALIZACIÓN UIT-R UN-137 UWB
7750 - 7900	FIJO METEOROLOGÍA POR SATÉLITE (espacio-Tierra) MÓVIL, salvo móvil aeronáutico		7750 - 7900 FIJO METEOROLOGÍA POR SATÉLITE (espacio-Tierra) MÓVIL, salvo móvil aeronáutico	M R M	5.461B UN-59 UN - 137 UWB

Figura 6.2: Atribución a los servicios (7250-8500 MHz).

ATRIBUCIÓN A LOS SERVICIOS según el RR de la UIT		
7250 - 8500 MHz		
Región 1	Región 2	Región 3
7900 - 8025	FIJO FIJO POR SATÉLITE (Tierra-espacio) MÓVIL 5.461	
8025 - 8175	EXPLORACIÓN DE LA TIERRA POR SATÉLITE (espacio-Tierra) FIJO FIJO POR SATÉLITE (Tierra-espacio) MÓVIL 5.463 5.462 A	
8175 - 8215	EXPLORACIÓN DE LA TIERRA POR SATÉLITE (espacio-Tierra) FIJO FIJO POR SATÉLITE (Tierra-espacio) METEOROLOGÍA POR SATÉLITE (Tierra-espacio) MÓVIL 5.463 5.462A	
8215 - 8400	EXPLORACIÓN DE LA TIERRA POR SATÉLITE (espacio-Tierra) FIJO FIJO POR SATÉLITE (Tierra-espacio) MÓVIL 5.463 5.462A	
8400 - 8500	FIJO MÓVIL, salvo móvil aeronáutico INVESTIGACIÓN ESPACIAL (espacio-Tierra) 5.465 5.466	

ATRIBUCIÓN NACIONAL	USOS	OBSERVACIONES
7250 - 8500 MHz		
7900 - 8025 FIJO FIJO POR SATÉLITE (Tierra-espacio) MÓVIL	M R M	5.461 UN-59 UN-137 UWB
8025 - 8175 EXPLORACIÓN DE LA TIERRA POR SATÉLITE (espacio-Tierra) FIJO FIJO POR SATÉLITE (Tierra-espacio) MÓVIL	M M M	5.462A 5.463 UN-59 UN-137 UWB
8175 - 8215 EXPLORACIÓN DE LA TIERRA POR SATÉLITE (espacio-Tierra) FIJO FIJO POR SATÉLITE (Tierra-espacio) MÓVIL METEOROLOGÍA POR SATÉLITE (Tierra-espacio)	M M R M R	5.462A 5.463 UN-59 RADIOENLACES DE ACUERDO CON CANALIZACIÓN UIT-R UN-137 UWB
8215 - 8400 EXPLORACIÓN DE LA TIERRA POR SATÉLITE (espacio-Tierra) FIJO FIJO POR SATÉLITE (Tierra-espacio) MÓVIL	M M R M	5.462A 5.463 UN-59 UN-137 UWB
8400 - 8500 FIJO MÓVIL, salvo móvil aeronáutico INVESTIGACIÓN ESPACIAL (espacio-Tierra)	M M M	UN-59 UN-137 UWB

Figura 6.3: Atribución a los servicios (7250-8500 MHz).

Como puede apreciarse, la banda indicada es utilizada principalmente para comunicaciones por satélite, incluyendo exploración terrestre e investigación espacial (por ejemplo, comunicaciones de espacio profundo). De hecho, las especificaciones de este proyecto están derivadas de las especificaciones reales de multiplexores embarcados en satélites.

Un segundo uso importante de esta banda (indicado en la CNAF como servicio fijo) es en sistemas radar tanto de uso civil como militar, incluyendo control de tráfico aéreo y marítimo, controles de velocidad, predicción meteorológica o radares de altas prestaciones (como radares de apertura sintética).

## 6.3 Entorno socio-económico

El uso de frecuencias relativamente altas, como la banda X, ha estado restringido tradicionalmente a aplicaciones de coste elevado y bajo volumen, como comunicaciones espaciales y radar, tal y como se ha indicado en el apartado anterior. El motivo ha sido la falta de componentes con prestaciones suficientes, pero de coste reducido y capacidad de fabricación en masa. Por ejemplo, en el caso de dispositivos pasivos, lo más habitual ha sido el uso de tecnologías basadas en guías de onda, voluminosas y de fabricación e integración difícil. La alternativa, como el uso de

estructuras microstrip, presenta unas prestaciones mucho más pobres, con altas pérdidas de transmisión.

La idea de este trabajo es el desarrollo de un componente similar a los utilizados en aplicaciones espaciales, pero a un coste mucho más reducido y con un tamaño y peso limitado. Gracias a la utilización de la tecnología SIW, es posible obtener una red de resonadores acoplados con estructura de acoplamientos compleja a un coste muy bajo, sin sacrificar las prestaciones y con posibilidad de prototipado rápido. Al ser una tecnología plana, existe además la posibilidad de integrarlo fácilmente con otros componentes, como elementos concentrados y dispositivos activos o circuitos integrados de microondas.

En resumen, la tecnología estudiada en este trabajo tiene como objetivo poder extender la fabricación de bajo coste y en masa a frecuencias más altas. A su vez, esto está motivado por el desarrollo de servicios y aplicaciones de consumo que ocupan bandas cada vez más altas del espectro radioeléctrico, con varios requerimientos comunes:

- Movilidad y tamaño reducido de antenas.
- Gran necesidad de ancho de banda.
- Uso flexible del espectro, incluyendo bandas no contiguas.

Claramente, las dos últimas características están relacionadas con el dispositivo diseñado, cuya función es la combinación y separación de varias bandas que cubren un espectro relativamente ancho.

# Compact multiplexer in substrate integrated waveguide technology

Student: Claudia Muñoz Pou

Microwave-based communications technologies have existed since at least the middle of the twentieth century. However, in the last decades its use has been generalized with the appearance of systems and services oriented to the end user. This is especially true for mobile applications (voice, data, geolocation), as portability and binary rate require the use of carriers with high frequencies, with reduced antenna sizes and large available bandwidths.

Some important components of any microwave-based system are passive ones: filters, multiplexers, polarizers, etc. The performance of these components is limited by its losses, and when the specifications are strict enough, this means that low cost, planar technologies (like microstrip or stripline) cannot provide the required performance. The solution is to use waveguide based solutions, with much better quality factor. However, this kind of structures are usually heavy and bulky, its fabrications costs are much higher, and they are more difficult to integrate with other elements (as microwave integrated circuits or solid-state active elements).

In recent years, a novel technology called Substrate Integrated Waveguide (SIW) has been applied as an alternative to waveguides. The basic idea is to implement something similar to a rectangular waveguide in a dielectric substrate, similar to the ones used for microstrip or stripline circuits. The top and bottom walls of the waveguide are just the top and bottom metal plates of the substrate, while the vertical walls are approximated by rows of metallized holes that connect both plates, or vias. When the separation between consecutive vias is small enough (that is, much smaller than the wavelength) the row behaves like a continuum. The result is a rather flat dielectric-filled waveguide, where only transversal electric modes with no vertical variation are propagated ( $TE_{n0}$ ).

Once waveguide structures are possible, the next step is to implement rectangular cavity resonators, that is, rectangular shaped regions of the dielectric substrate limited by metallized via holes. The frequency of each resonant mode ( $TE_{n0m}$ ) although in this work only the fundamental one is used,  $TE_{101}$ ) can be controlled by the dimensions of the resonator, or with additional vias located close to the corners. Two contiguous resonators sharing a wall can be easily coupled through an opening, or iris, in the wall, that is, by removing some of the vias. The size of the opening can finely control the coupling coefficient. Finally, each resonator can be coupled to an input coplanar waveguide (CPW) that provides the circuit excitation by means of a T-shaped transition structure etched on the top plate of the substrate.

The classical application of coupled resonator structures are microwave filters. Indeed, well-known methods exist for the analysis and synthesis of this type of networks, based generally on the concept of coupling matrix, that fully describes the coupling topology of the filter, and also

the numerical values of both resonant frequencies and coupling coefficients. These ideas can be extended to networks with more than two input ports, like the triplexer that has been designed in this work.

A multiplexer is a structure that selectively splits its input signal into several outputs, separating the different frequency components (if the network is passive, the opposite behavior is guaranteed, that is, it also combines signals). In other words, there are several frequency bands, or channels, and each one of them are only transmitted between a common port and another, channel port. The classical multiplexer is composed of a set of separately designed band pass filters, that provide the required frequency selectivity and isolation between channels, connected by means of a manifold structure, whose function is the power splitting and combination. The alternative studied in this work is a more compact solution, where the manifold is eliminated, composed exclusively of coupled resonators. Now the resonators provide both the filtering and the power splitting functions through a more complicated coupling structure. The network is therefore just a set of resonators coupled among them and with several ports, and it can be characterized by its coupling matrix (although a generalized version, with more than two ports).

The objective of this project is to take advantage of the SIW technology for the design of a compact triplexer, starting from traditional waveguide filter designs.

The network specifications are:

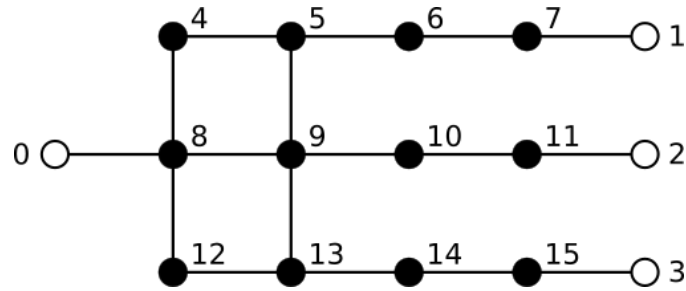
- As stated, it will be a triplexer, with a common port (labeled port 0) and three ports corresponding each one to one channel (ports 1, 2 and 3).
- The total order of the network is 12 (it contains 12 resonators). The response of each channel corresponds roughly to the one of a fourth order filter, with the specifications indicated in the table below:

Specifications	Channel L	Channel C	Channel H
Order	4	4	4
Central frequency	7.7 GHz	8 GHz	8.3 GHz
Bandwidth	0.5 GHz	0.5 GHz	0.5 GHz
Return loss	18 dB	18 dB	18 dB

- Each port corresponds to a 50  $\Omega$  coplanar waveguide.



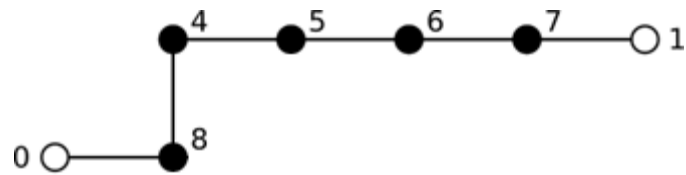
The structure of resonators and couplings is the one shown in the following figure:



The white nodes represent the excitation ports (with the specified numeration), the black ones the resonators, the lines between pairs of black nodes are the couplings between resonators, and the lines that join white and black nodes are the input / output couplings.

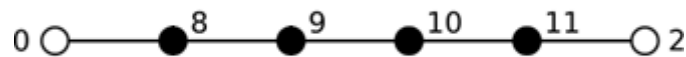
The implementation procedure is based on the idea of designing three filters corresponding to each channel separately. Of course, the response of these filters should not be ideal, but the one corresponding to the submatrix obtained from the coupling matrix, eliminating the rows and columns corresponding to the resonators that have been eliminated from the structure.

- **Low frequency channel:**



The pass band of this filter is centered around 7,7 GHz, therefore, the resonators that form it (4 to 7) have slightly larger sizes than the resonators that constitute the central channel and, of course, those of the high frequency one. Notice that resonator 8 is strongly detuned with respect to the rest of the filter. Therefore, the response of this filter is closer to a fourth-order one

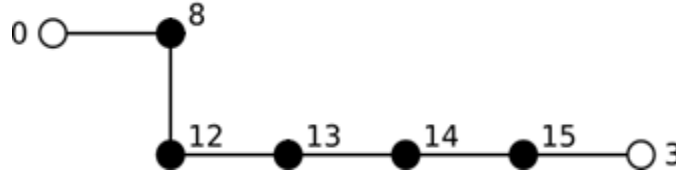
- **Center channel:**



This filter corresponds to the central pass band, around 8 GHz. Its implementation is easier than the other two filters: apart from having one resonator less, there is not detuned resonator, and all of them are arranged in a straight-line configuration.

The resonance frequency of all resonators is the center frequency, 8 GHz, as corresponds to the null elements of the diagonal of the matrix.

- **High frequency channel:**



This is the one that allows the passage of the high frequency band, around 8.3 GHz. Therefore, the resonators will have smaller size (except, again, resonator 8).

The treatment of the resonator 8 is the most complicated for three reasons:

1. It appears in the three partial designs of the channels. The dimensions of resonator 8 will be different in each one of these designs. Therefore, one of them must be chosen (for example, the one of the central channel). The designs of the other two channels should be readjusted afterwards.
2. It is difficult to model due to the number of couplings (four, including the input) and its intensity (as can be seen in the matrix, they are the stronger couplings).
3. The partial designs do not contemplate all the couplings of the final one.

Indeed, a strongly coupled resonator will undergo a variation of its ideal resonance frequency. Therefore, it should be noted that the prior design of the resonator 8 will not be very good in any case.

The simulation of the structures has been carried out using Ansys HFSS (version 15), a full wave electromagnetic commercial simulator, based on the finite element method. The main advantage of this tool is the total flexibility with respect to the electromagnetic structures that can be simulated. Additionally, its scripting capabilities have been exploited in order to interact with custom scripts programmed in Python, that implement an advanced, space-mapping optimization algorithm. The main drawback of a full-wave simulator is its high computational cost, that has been alleviated by using HFSS distributed solver capabilities in an HPC computing cluster.

As stated in the previous paragraph, the optimization algorithm used to adjust both the partial filters and the full triplexer is based on a space-mapping approach. Its main idea is to use two models of the same problem to reduce as much as possible the computational burden. The models are:

- A fine model, precise but computationally expensive. In our case, it is the HFSS full-wave simulation. The parameters of this model are the physical dimensions of the 3D model that control the resonances and couplings.

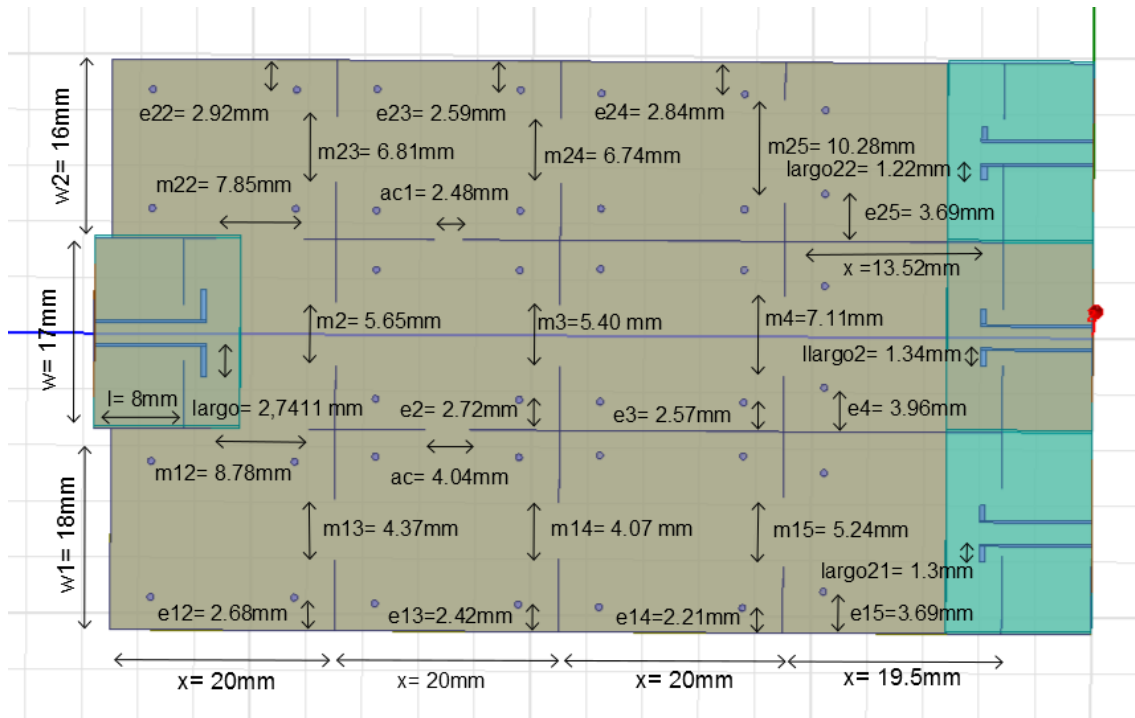
- A coarse model, whose computational cost is negligible. In our case, it is the coupling matrix. The parameters of this model are the non-zero coupling coefficients (including the diagonal of the coupling matrix, that model the resonant frequencies).

Our space-mapping requires the extraction of a coupling matrix from each full-wave simulation. Instead of trying to correct the response, the algorithm obtains an error vector of the coarse model, by comparing the extracted coupling matrix coefficients and the ideal, objective ones. This vector is used to estimate another vector of corrections to be applied in the fine model. In order to compute this estimation, some sensitivity information of the frequency response with respect to the physical dimensions is required, that is provided by HFSS.

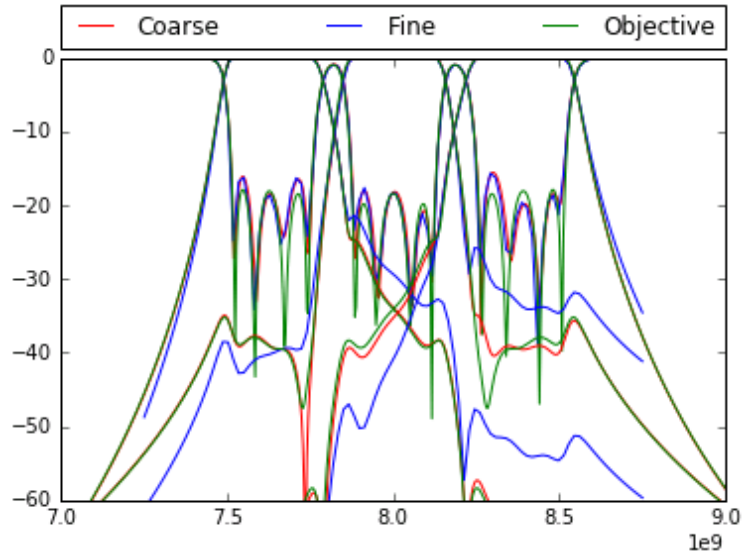
Once we have each channel optimized separately, we put them together. The first design corresponds to a structure with solid walls, with the dimensions obtained from the partial designs.

As shown in the coupling topology graph, before starting to optimize the triplexer, it is also necessary to include the couplings between the resonators 5-9 and 9-13, present in the matrix of target couplings, this is necessary because they increase the isolation between channels (for example, the level of  $S_{10}$  is lower in the center channel band).

The final result is the following structure (shown from above):



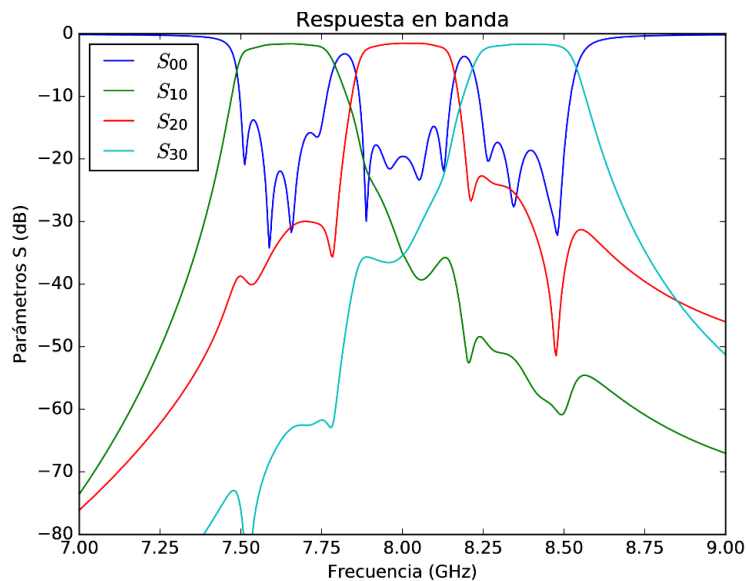
Notice the additional vias located close to the resonator corners used to control the resonant frequency. Notice also the input couplings, constituted by T-shaped transitions between the rectangular resonators and the coplanar waveguides that define the ports. Its frequency response is shown below:



The plot shows a comparison of frequency responses (input reflection coefficient in the common port, or  $|S_{00}|$ , and transmissions between it and the channel ports  $|S_{10}|$ ,  $|S_{20}|$ ,  $|S_{30}|$ ). The responses are:

- Fine: HFSS full wave simulation.
- Coarse: coupling matrix extracted by the space-mapping algorithm from the HFSS simulation.
- Objective: ideal coupling matrix to be implemented.

After this, the structure is passed SIW technology to obtain the final prototype. After the optimization and simulating it with losses, the result is:



# Bibliografía

- [1] Juan C. Colombo, Medición de Parámetros de Dispersión "S". Universidad Tecnológica nacional, 2012.
- [2] Jaime Noé Benito Casado, Interfaz de usuario de software de síntesis de multiplexores de microondas para aplicaciones espaciales, Escuela politécnica Superior, 2011.
- [3] Líneas de transmisión. Tecnologías, Universidad Carlos Tercero Leganés, transparencias de la asignatura: Tecnologías de alta frecuencia.
- [4] D. Navarro, Fernando Carrera, M. Baquero, Guías de onda integradas en sustrato para aplicaciones en las bandas de microondas y ondas milimétricas, 2014.
- [5] Alejandro Javier Martínez Ros, José Luis Gómez Tornero, R. Guzmán, Nuevo tipo de circuito multiplexor en tecnologías SIW usando técnicas cuasi-ópticas y ondas de fuga, Abril 2017.
- [6] Pablo Pascual García, Modelos de análisis y diseño de dispositivos de guía integrada en sustrato para banda KU, Escuela politécnica Superior, 2012.
- [7] David Espinosa Adams, Design of KU band pass filters- dielectric resonators and microstrip technology, Escuela politécnica Superior, Enero 2017.
- [8] Alejandro Pérez Cruz, Filtros con acoplamientos cruzados en tecnología de guía de ondas integrada en sustrato. Escuela politécnica Superior, 2013
- [9] Alejandro García Lampérez, Herramienta de diseño de filtros paso banda de resonadores con tecnologías de acoplo generalizadas, Escuela politécnica Superior, 2000.
- [10] Alejandro García Lampérez, Coupling matrix, Departamento de teoría de la señal y comunicaciones, Escuela politécnica Superior, 2016.
- [11] JIA-SHENG HONG, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications.
- [12] Ian Hunter, Theory and Design of Microwave Filters.
- [13] Sergio Gutiérrez Oliva, Diseño de antenas en tecnología Gap Waveguide, Escuela politécnica Superior, 2015.
- [14] Resonadores en microondas. Tecnologías, Universidad Carlos Tercero Leganés, transparencias de la asignatura: Tecnologías de alta frecuencia.

[15] Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (Ministerio de Turismo, Energía y Agenda Digital):  
<http://www.minetad.gob.es/telecomunicaciones/Espectro/Paginas/CNAF.aspx>